

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Aplikace proudových konvektorů druhé generace v telekomunikační technice

Application of Second-Generation Current Conveyors in Telecommunications Technology

Zadání bakalářské práce

Student:

Lukáš Varyš

Studijní program:

B2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601R013 Telekomunikační technika

Téma:

Aplikace proudových konvektorů druhé generace v telekomunikační technice

Application of Second-Generation Current Conveyors in Telecommunications Technology

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

1. Popište princip, elektrické zapojení, parametry a modely konvektorů druhé generace.
2. Vypracujte přehled zapojení včetně odvození návrhových vztahů pro základní elektronické obvody realizované konvejory CCII+.
3. Vybraná zapojení experimentálně ověřte.

Seznam doporučené odborné literatury:

[1] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače - historie a současnost*. 1. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2002. 68 s. ISBN 80-7300-047-4.


Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Zdeněk Tesař**


Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 29.04.2016





doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 29. dubna 2016

.....*Tanys*.....

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Zdeňku Tesařovi, za poskytnutí informací, podkladů a pomoc při měření a zpracování bakalářské práce.

Abstrakt

Cílem práce je vypracovat teoretický přehled o proudových konvejorech druhé generace, a komplexní přehled zapojení pozitivních proudových konvektorů druhé generace, včetně odvození návrhových vztahů pro tyto aktivní prvky. Klíčovými prvky při odvozování návrhových vztahů obvodů byly definiční vztahy mezi branovými veličinami pozitivního proudového konvektoru druhé generace. Vybraná zapojení byla experimentálně ověřena v laboratoři.

Klíčová slova: proudový konvektor, návrhové vztahy, zesílení, odpor

Abstract

The aim of thesis is to develop theoretical overview about second generation current conveyors, and comprehensive overview of circuits with positive second generation current conveyors including mathematical derivation of design relations for this active blocks. Key elements for mathematical derivation of design relations was definitional relations between terminals of positive second generation current conveyor. Selected circuits was experimentally tested in laboratory.

Key Words: current conveyor, design relations, gain, resistance

Obsah

Seznam použitých zkratek a symbolů	13
Seznam obrázků	15
Seznam tabulek	17
Úvod	19
1 Proudové konvejory	21
1.1 Zobecněný proudový konvektor	22
1.2 Univerzální proudový konvektor	24
1.3 Ideální CCII+	25
1.4 Výběr z datasheetů integrovaných obvodů	26
1.5 Modely CCII	30
2 Přehled zapojení s CCII+	33
2.1 Druhy pracovních módů	33
2.2 Napěťový sledovač	34
2.3 Neinvertující napěťový zesilovač CFA	35
2.4 Invertující napěťový zesilovač CFA	37
2.5 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	39
2.6 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	41
2.7 Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - nesymetrický výstup)	43
2.8 Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - symetrický výstup)	45
2.9 Součtový napěťový invertující zesilovač	47
2.10 Součtový napěťový neinvertující zesilovač	48
2.11 Realizace konvektoru CCII- pomocí konvektoru CCII+	50
2.12 Realizace konvektoru ICCII+ pomocí konvektoru CCII+	51
2.13 Proudový sledovač	53
2.14 Neinvertující proudový zesilovač (nesymetrický vstup - nesymetrický výstup)	54
2.15 Plně symetrický proudový zesilovač	56
2.16 Neinvertující integrátor	58
2.17 Invertující integrátor	59
2.18 Filtry	61
2.19 Oscilátor harmonického signálu	65
2.20 Operační usměrňovač	67
2.21 Komparátor	69

3 Experimentální ověření vybraných zapojení	73
3.1 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	73
3.2 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	74
3.3 Invertující integrátor	75
3.4 Neinvertující integrátor	75
3.5 Proudový zesilovač	76
Závěr	77
Literatura	79
Přílohy	80
Seznam priložených obrázků a grafů	81
Seznam priložených tabulek	83
A Přílohy obrázků, grafů a měření	85
A.1 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	85
A.2 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	94
A.3 Invertující integrátor	102
A.4 Neinvertující integrátor	105
A.5 Proudový zesilovač	108
A.6 Snímek laboratoře	110

Seznam použitých zkratek a symbolů

A	– Ampér
atd.	– A tak dále.
C	– Kondenzátor
CCCS	– Proudem řízený proudový zdroj
CCVS	– Proudem řízený napěťový zdroj
CFA	– Proudová zpětná vazba
DT	– Diamantový tranzistor
F	– Farad
$F(j\omega)$	– Frekvenční přenos
f	– Frekvence
GCC	– Obecný proudový konvektor
Hz	– Hertz
I	– Elektrický proud
j	– Imaginární číslo
obr.	– Obrázek
R	– Elektrický odpor
s	– Sekunda
T	– Perioda
tzv.	– Tak zvané.
U	– Elektrické napětí
V	– Volt
VCCS	– Napětím řízený proudový zdroj
VCVS	– Napětím řízený napěťový zdroj
WBO	– Oscilátor založen na wienovém členu (Wien-Bridge Oscillator)
Ω	– Ohm

Seznam obrázků

1	Aplikace proudových konvektorů (převzato z [3])	21
2	Schématická značka obecného tříbranového proudového konvektoru	22
3	Schématická značka UCC (převzato z [4])	24
4	Náhradní schéma current conveyoru (převzato z [1])	25
5	Princip moderní struktury CCII+ (převzato z [2])	26
6	Struktura, jejíž vložením vzniká CCII- (převzato z [2])	26
7	Náhradní schéma IO AD844	27
8	Zjednodušené schéma IO AD844	27
9	Zjednodušené schéma IO OPA860	29
10	Rezistivní model CCI	30
11	Kmitočtově závislý model CCI	31
12	Napěťový sledovač	34
13	Neinvertující napěťový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou	35
14	Invertující napěťový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou	37
15	Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	39
16	Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby	41
17	Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - nesymetrický výstup)	43
18	Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - symetrický výstup)	45
19	Součtový napěťový invertující zesilovač	47
20	Součtový napěťový neinvertující zesilovač	48
21	Realizace konvektoru CCII- pomocí dvou konvektorů CCII+	50
22	Realizace konvektoru ICCII+ pomocí dvou konvektorů CCII+	51
23	Proudový sledovač	53
24	Neinvertující proudový zesilovač (nesymetrický vstup - nesymetrický výstup)	54
25	Plně symetrický proudový zesilovač	56
26	Neinvertující integrátor	58
27	Invertující integrátor	59
28	Přenosové charakteristiky $\overline{H}(j\omega)$ ideálních filtrů [1]	61
29	Sallen-Key filtr realizovaný s CCII+	62
30	KHN filtr s proudovými konvektory CCII+	63
31	TT filtr s proudovými konvektory CCII+	64
32	Wienův člen	66
33	Oscilátor s Wienovým členem založený na CCII+	66
34	Precizní usměrňovač využívající proudových konvektorů	67
35	Pozitivní cyklus precizního usměrňovače s proudovými konvektory	68
36	Negativní cyklus precizního usměrňovače s proudovými konvektory	68
37	Jednocestný usměrňovač	69

38	Neinvertující a invertující hysterezní komparátor se dvěma CCII+	69
39	Komparátor s omezovačem	71
40	Schéma omezovače z 39	71
41	Osmi pinová verze IO AD844	73
42	Zapojení proudového zesilovače se symetrickým výstupem	76

Seznam tabulek

1	Proudové konvejory realizované pomocí GCC (převzato z [6])	22
---	--	----

Úvod

Cílem této bakalářské práce je využití proudových konvektorů druhé generace jako aktivních funkčních bloků namísto klasických operačních zesilovačů, odvození návrhových vztahů pro základní zapojení, ale také využití těchto proudových prvků jako filtry, usměrňovače nebo komparátory. Tato bakalářská práce pak nabízí komplexní přehled využití proudového konvektoru druhé generace.

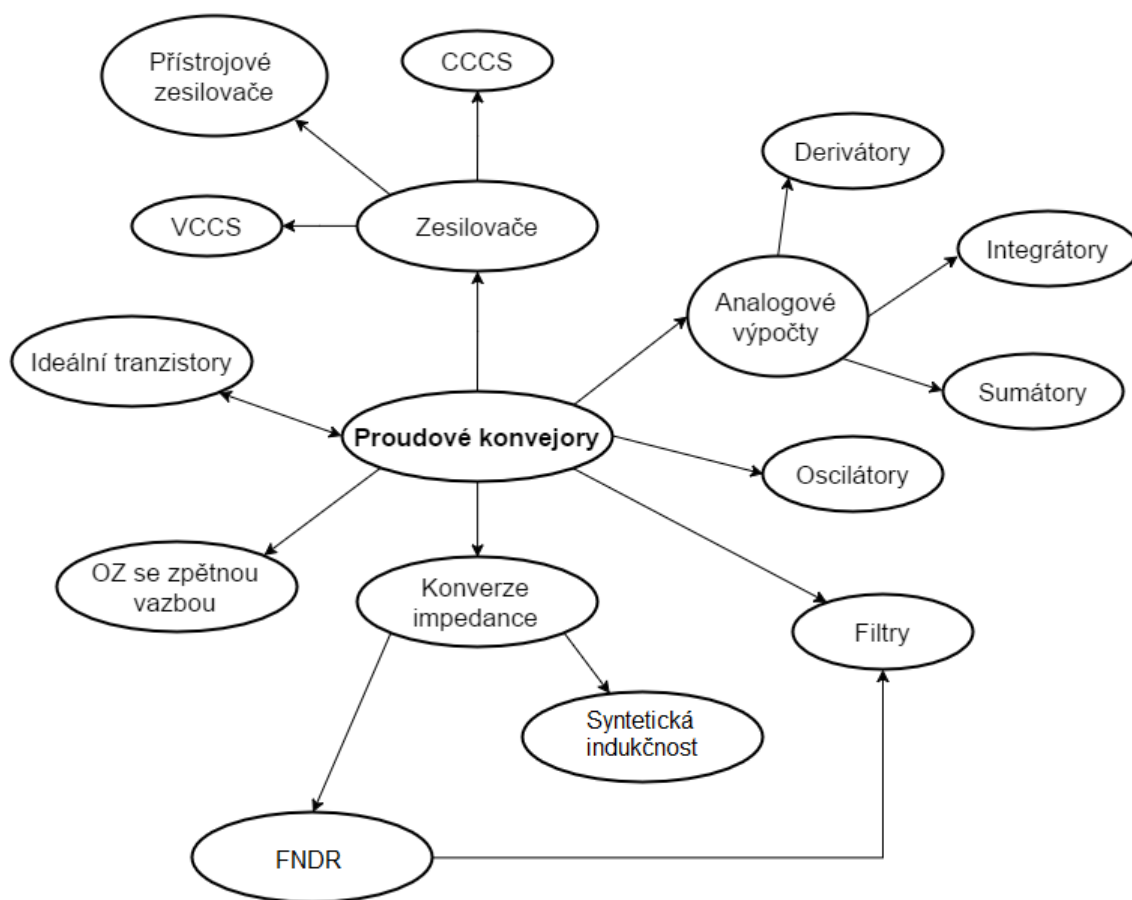
První kapitola se zabývá teorií proudových konvektorů druhé generace. Je zde popsána obecná a univerzální verze tohoto aktivního prvku a jejich matematické vyjádření. Dále jsou v této kapitole uvedeny první tři úrovně složitosti a idealizace modelů s proudovým konvektorem druhé generace. Rovněž je zde uveden výběr z datasheetů integrovaných obvodů AD844 a OPA860, které obsahují tento aktivní funkční blok.

Ve druhé kapitole je uveden přehled zapojení včetně odvození návrhových vztahů, kterými jsou napěťové/proudové zesílení, vstupní odpor a výstupní odpor. Mezi tato zapojení patří např. napěťový/proudový sledovač, napěťový/proudový zesilovač, integrátor atd. Tato základní zapojení byla doplněna o filtry, usměrňovače, oscilátor a komparátor.

Třetí a poslední kapitola je zaměřena na experimentální ověření vybraných zapojení. Jednotlivé výstupy z měření, grafy a tabulky naměřených a vypočtených hodnot jsou uvedeny v příloze.

1 Proudové konvejory

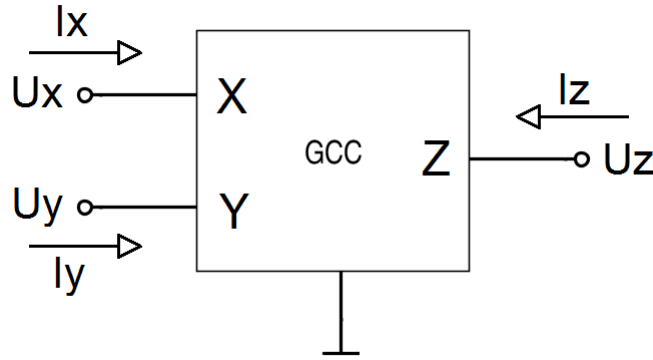
V mnoha případech proudové konvejory (dále jen CC) usnadňují návrh elektronických obvodů, podobně jako konvenční operační zesilovače (dále jen OZ). Nicméně pro nás představují alternativní metody implementace analogových systémů, které byly tradičně založeny na OZ. Tento alternativní přístup vedl k implementaci analogových převodních funkcí, a v mnoha případech byla implementace založena na konvejorech, jelikož nabízí lepší výkon než realizace s OZ. Obvody založené na OZ jsou obvykle návrhově jednoduché, poněvadž chování napětového OZ může být aproximováno pár jednoduchými návrhovými pravidly. To platí i pro proudové konvejory. Několik set spisů bylo publikováno o teorii a aplikacích CC. Některé z aplikací jsou zobrazeny na obr. 1.



Obrázek 1: Aplikace proudových konvejořů (převzato z [3])

1.1 Zobecněný proudový konvektor

Byl zaveden zobecněný aktivní prvek, jímž je tříbranový proudový konvektor. Je to tříbranový imitační konvertor s jedním nezávislým proudem a dvěma nezávislými napětími. Jeho schématická značka je znázorněná na obr. 2. Prvek je označen zkratkou GCC (General Current Conveyor). Branovými napětími a branovými proudy jsou uzlová napětí a uzlové proudy. [5]



Obrázek 2: Schématická značka obecného tříbranového proudového konvektoru

Tento obvod je plně charakterizován maticí:

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ 0 & \gamma & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

Po maticovém roznásobení vzniknou obecné rovnice:

$$U_x = \alpha \cdot U_y, \quad I_y = \beta \cdot I_x, \quad I_z = \gamma \cdot I_x \quad (2)$$

Pokud se za obecné parametry α, β, γ dosadí pro CCII+ a CCII- konkrétní hodnoty z tabulky 1, lze pak obecné rovnice 2 přepsat do konkrétních tvarů rovnic 3 a 4.

	typ konvektoru	parametry				typ konvektoru	parametry		
		α	β	γ			α	β	γ
neinvertující	CCI+	1	1	1	invertující	ICCI+	-1	1	1
	CCI-	1	1	-1		ICCI-	-1	1	-1
	CCII+	1	0	1		ICCI+	-1	0	1
	CCII-	1	0	-1		ICCI-	-1	0	-1
	CCIII+	1	-1	1		ICCI+	-1	-1	1
	CCIII-	1	-1	-1		ICCI-	-1	-1	-1

Tabulka 1: Proudové konvektory realizované pomocí GCC (převzato z [6])

Konvektor CCII+ je potom popsán následujícími definičními vztahy mezi branovými veličinami:

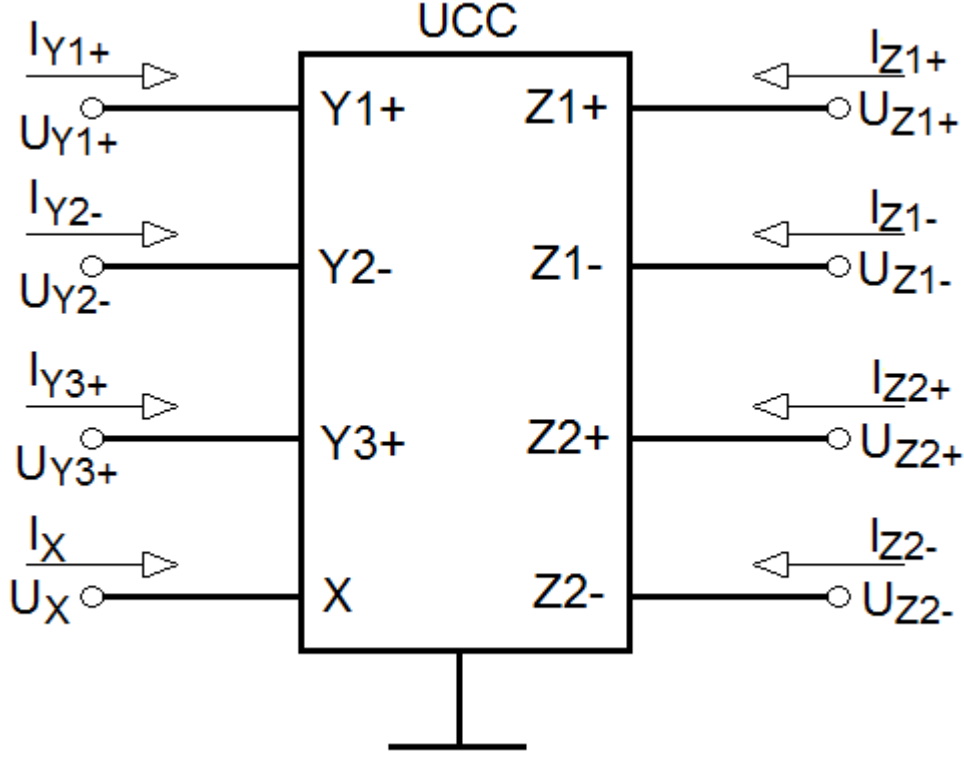
$$U_x = U_y, \quad I_y = 0, \quad I_z = I_x, \quad (3)$$

Při stejné orientaci proudů I_X a I_Z je konvektor CCII- obdobně popsán vztahy:

$$U_x = U_y, \quad I_y = 0, \quad I_z = -I_x, \quad (4)$$

1.2 Univerzální proudový konvektor

Koncepce univerzálního proudového konvektoru (dále jen UCC) byla navržena pro snadnou realizaci všech možných variant CC vyplývajících z definice GCC a i některých dalších neznámých typů CC. Schématická značka UCC je na obr.3.



Obrázek 3: Schématická značka UCC (převzato z [4])

Terminály Y_{1+} , Y_{2-} , Y_{3+} jsou napětové vstupy, terminál X je proudový vstup. Terminály Z_{1+} a Z_{2+} , resp. Z_{1-} a Z_{2-} jsou proudové vstupy s kladným, resp. záporným přenosem proudu ze svorky X . Obvod UCC je obecně popsán hybridní maticí 5.

$$[H] \begin{bmatrix} I_{Y1+} \\ I_{Y2-} \\ I_{Y3+} \\ U_X \\ I_{Z1+} \\ I_{Z1-} \\ I_{Z2+} \\ I_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Y1+} \\ U_{Y2-} \\ U_{Y3+} \\ I_X \\ U_{Z1+} \\ U_{Z1-} \\ U_{Z2+} \\ U_{Z2-} \end{bmatrix} \quad (5)$$

1.3 Ideální CCII+

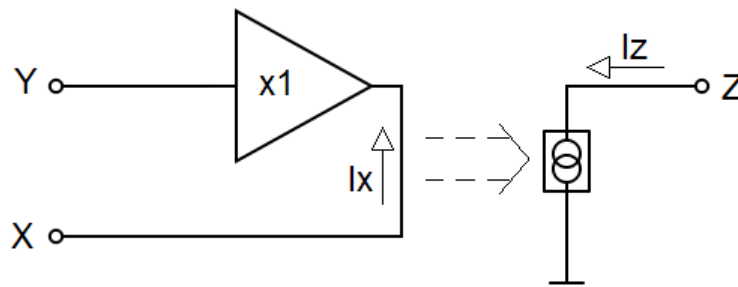
Pro popis ideálního proudového konvejeoru druhé generace platí následující vztahy:

$$U_x = U_y, \quad I_z = I_x, \quad I_y = 0, \quad (6)$$

Y - napěťový, vysokoimpedanční vstup, $R_y \rightarrow \infty$

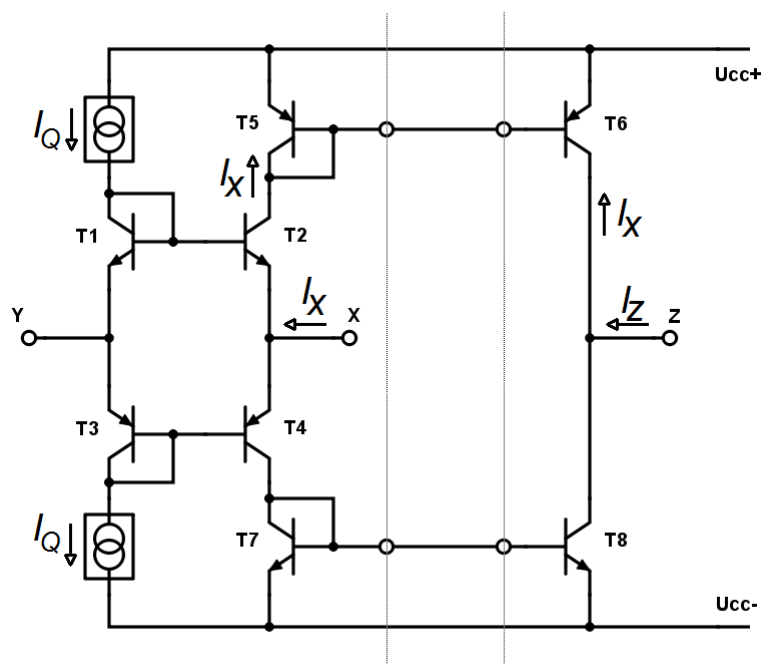
X - proudový, nízkoimpedanční vstup, $R_x \rightarrow 0$

Z - proudový, vysokoimpedanční výstup, $R_z \rightarrow \infty$



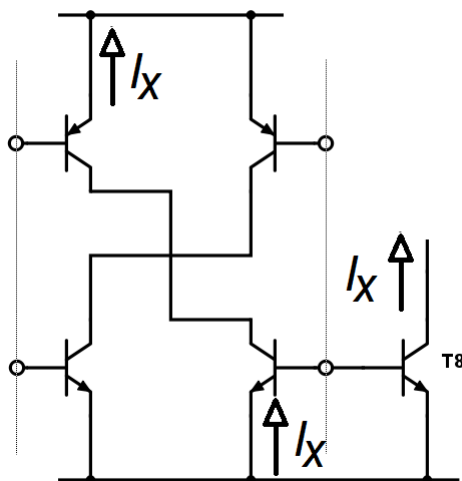
Obrázek 4: Náhradní schéma current conveyoru (převzato z [1])

Nicméně v praxi není možné implementovat ideální CCII+. Vstupní odpor Z_y na svorce Y a výstupní odpor Z_z na svorce Z nemůže být nekonečný. Stejně tak vstupní odpor Z_x na svorce X nebude nulový a jak napěťové, tak proudové zesílení nebude jednotkové. Na obr. 5 je moderní struktura konvejeoru CCII+. Napěťový sledovač tvoří tranzistory T1 - T4, na výstup Z jsou převáděny proudové poměry (I_x) pomocí proudových zrcadel (T5, T6) a (T7, T8). [2]



Obrázek 5: Princip moderní struktury CCII+ (převzato z [2])

Strukturu CCII- lze získat doplněním sktruktury z obr. 5. Docíleno je tím pomocí zkřížení proudových zrcadel vložení struktury z obr. 6. Vložení této struktury platí $I_z = -I_x$.



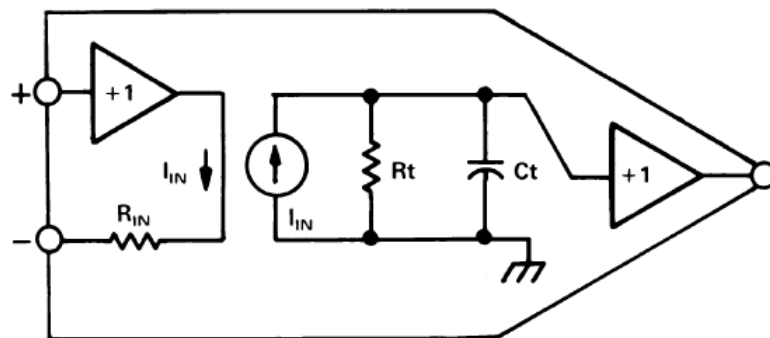
Obrázek 6: Struktura, jejíž vložení vzniká CCII- (převzato z [2])

1.4 Výběr z datasheetů integrovaných obvodů

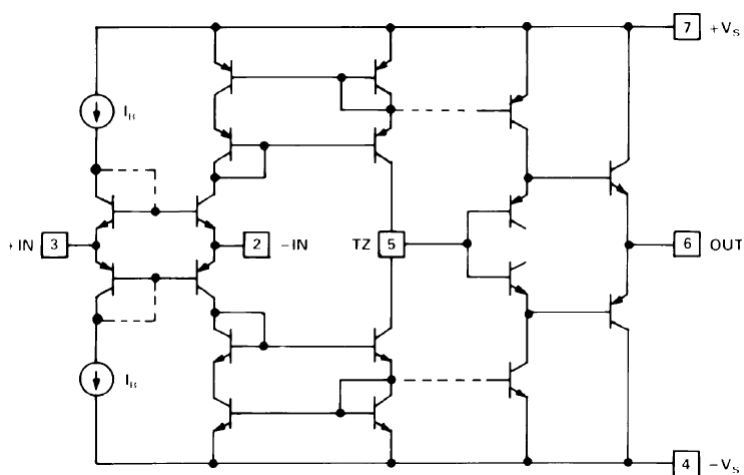
1.4.1 AD844

AD844 je vysokorychlostní monolitický operační zesilovač vytvořený pro využití v analogových zařízeních. Je univerzální, nízko nákladová komponenta poskytující výbornou kombinaci AC a

DC výkonu. Je dostupný ve více verzích podle použité teploty a vyrábí se v osmi nebo šestnácti pinovém provedení. Je v podstatě bez omezení rychlosti přeběhu. Doby náběhu a doběhu jsou v podstatě nezávislé na výstupní úrovni. Tento integrovaný obvod kombinuje nízké zkreslení, nízký šum a drift se širokou šířkou pásma, čímž ze sebe dělá vynikající vstupní zesilovač pro flash A/D konvertory. Náhradní schéma je na obr. 7, zjednodušené schéma pak na obr. 8. [8]



Obrázek 7: Náhradní schéma IO AD844



Obrázek 8: Zjednodušené schéma IO AD844

Parametry

Velká šířka pásma - při zesílení -1 je 60 MHz

- při zesílení -10 je 33 MHz

Sledovací výkon s rychlostí až 2000 V/ μ s

Napájecí napětí $\pm 4,5$ V až $\pm 8,5$ V se schopností řízení až 50 Ω

Maximální zatížitelnost 1,1 W

Rychlost ustálení je 100 ns až 0,1 % (10 V krok)

Vysoký výstupní výkon řízení: 650 mA do zátěže 50 Ω

Nízké vyrovnávací elektrické napětí: max. 150 mV

Nízký klidový proud: 6,5 mA

Aplikace

ADC vstupní zesilovače

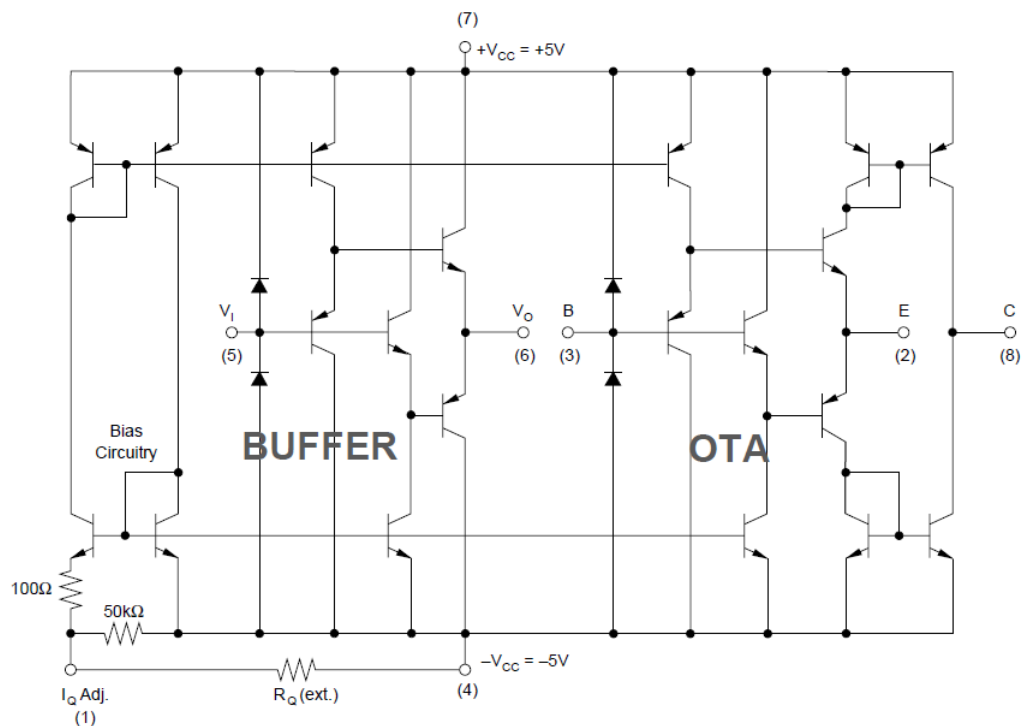
Vysokorychlostní proudové DAC rozhraní

Vyrovnávací paměti videí

Pulzní zesilovače

1.4.2 OPA860

Je širokopásmový operační transkonduktanční zesilovač a buffer. Je to všestranná monolitycká komponenta navržena pro širokopásmové systémy včetně videí s vysokým výkonem, RF a IF obvody. OPA860 kombinuje vysokorychlostní buffer s transkonduktanční částí (OTA). Během let, a dle uvážení autora, se transkonduktanční část uváděla jako diamantový tranzistor, napětím řízený proudový zdroj, transkonduktor nebo pozitivní proudový konvektor druhé generace. [9]



Obrázek 9: Zjednodušené schéma IO OPA860

Parametry

Velká šířka pásma: 80 MHz

Sledovací výkon s rychlostí 900 V/ μ s

Napájecí napětí $\pm 4,5$ V až $\pm 5,5$ V

Klidový proud v rozmezí ± 3 mA až ± 26 mA (programovatelný, užitečný rozsah)

Externí řízení I_Q

Všestranné obvodové funkce

Parametry bufferu

Velká šířka pásma: 1600 MHz

Sledovací výkon s rychlostí až 4000 V/ μ s

Výstupní proud 60 mA

Aplikace

Použitý jako základní stavební blok, OPA860 zjednodušuje návrh AGC zesilovačů, LED řízených obvodů pro přenos pomocí optických vláken, integrátorů, kontrolních zesilovačů pro senzory kapacit a aktivních filtrů.

1.5 Modely CCII

Rozlišuje se šest úrovní složitosti a idealizace modelů. Každá z těchto úrovní se liší použitými prvky, způsoby použití a parazitních vlastností. V této bakalářské práci jsou uvedeny pouze první tři úrovně. Těchto šest úrovní jest [10]:

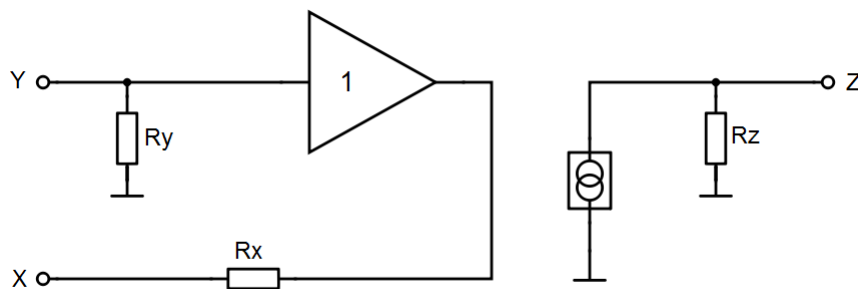
1. Ideální modely,
2. Rezistivní modely,
3. Kmitočtově závislé modely,
4. Nelineární modely,
5. Profesionální makromodely,
6. Podrobné mikromodely.

1.5.1 Ideální model CCII

Jak je patrné z názvu, jedná se o modely tvořené pouze ideálními prvky. Mezi ideální prvky řadíme takové prvky, které jsou definované pouze svým základním parametrem, a to rezistor, kapacitor a induktor. Dále zde řadíme nezávislé zdroje a řízené zdroje definované pouze zesílením (VCVS, CCCS, VCCS, C CVS). Ideální model CCII je již uveden výše viz obr. 4.

1.5.2 Rezistivní model CCII

Je to první úroveň, která se blíží skutečnosti a ztrácí idealitu vzhledem k přidání rezistorů k ideálním prvkům. Díky tomuto modelu lze simulovat rezistivní vlastnosti prvků. Mezi tyto vlastnosti patří např. vstupní nebo výstupní odpor zesilovače. V případě opečního zesilovače nahradíme nekonečný vstupní odpor a nulový výstupní odpor rezistory konečných velikostí. Hodnoty odporů jsou převzaté z datasheetu OPA860.

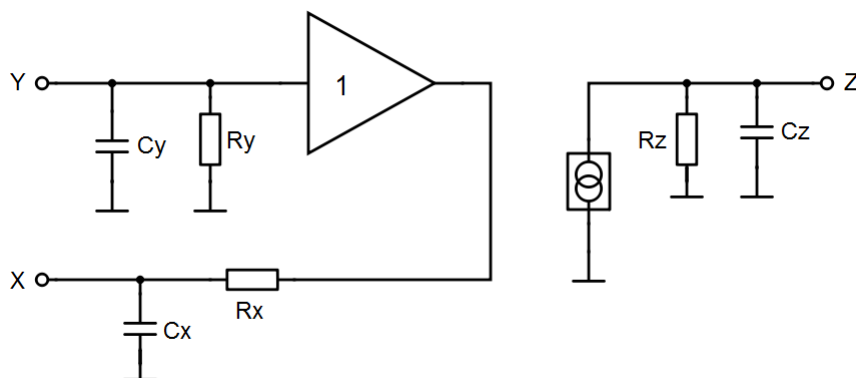


Obrázek 10: Rezistivní model CCI

Vstupní odpor je $R_{vst} = 455 \text{ k}\Omega$ a výstupní odpor je $R_{vyst} = 54 \text{ k}\Omega$.

1.5.3 Kmitočtově závislý model CCII

Kmitočtově závislý model vznikne doplněním rezistivního modelu o akumulční prvky C a L. Je důležité vzít v úvahu, že u většiny obvodových prvků se vyskytuje jev závislosti parametrů na změně kmitočtu. Jedním z nejčastějších jevů je změna přenosu signálu ze vstupu na výstup se vzrůstajícím kmitočtem signálu. Provedením kmitočtové analýzy lze získat proslulou amplitudově kmitočtovou charakteristiku $A(f)$ resp. $A_{dB}(f)$, jež právě popisuje přenos signálu. Úkolem tohoto modelu je aproximace kmitočtové charakteristiky jednotlivých prvků modelu. Hodnoty kapacit jsou převzaté z datasheetu OPA860.



Obrázek 11: Kmitočtově závislý model CCI

Vstupní kapacita je $C_{vst} = 2,1 \text{ pF}$ a výstupní kapacita je $C_{vst} = 2 \text{ pF}$.

2 Přehled zapojení s CCII+

V této kapitole bakalářské práce je uveden stručný přehled zapojení včetně odvození návrhových vztahů s CCII+. Jedná se o základní typy zapojení využívaných ve vysokofrekvenční technice. Pro všechna tato zapojení platí elementární soubor vztahů, jež jsou uvedeny v rovnici 3.

2.1 Druhy pracovních módů

Elektrické obvody mohou pracovat ve třech pracovních režimech neboli v módech. V současnosti je kladen důraz na návrh obvodů pracujících v proudovém či smíšeném módu, jelikož oproti obvodům pracujících v napěťovém módu (VM) mají vyšší dynamiku přeběhu.

2.1.1 Napěťový mód

Pokud využíváme napěťové odezvy při buzení napětím během zpracování signálů, potom obvod pracuje v napěťovém módu (VM). Tento mód se používá zejména v klasických obvodech (např. obvody s operačními zesilovači (OZ)).

2.1.2 Proudový mód

V obvodech pracujících v proudovém módu (CM) se při zpracování signálů místo napěťové odezvy uvažuje odezva proudů při proudovém buzení obvodu. Proudový mód se vyskytuje stále častěji, a to hlavně v aktivních filtrech v oblasti vyšších kmitočtů.

2.1.3 Smíšený mód

Jak název napovídá, jedná se o kombinaci napěťového a proudového módu. Smíšený mód se dělí na režim smíšený napěťový a režim smíšený proudový. Režim smíšený napěťový (V/CM) využívá během zpracování napěťové odezvy při proudovém buzení vstupu, zatímco režim smíšený proudový (C/VM) využívá během zpracování proudové odezvy při napěťovém buzení vstupu.

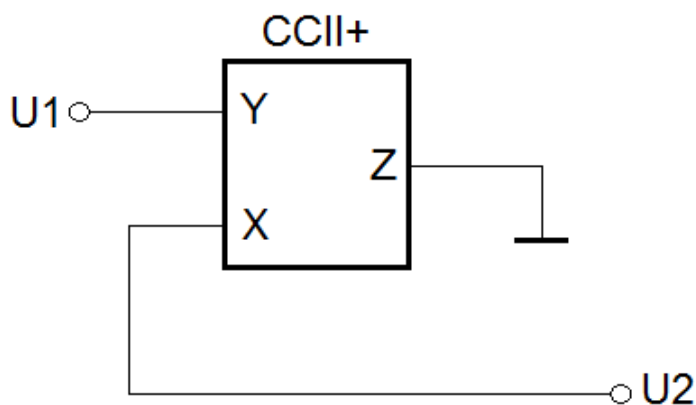
2.2 Napěťový sledovač

Název napěťový zesilovač vyplývá z vlastní funkce obvodu a to, že napětí na vstupu sleduje napětí na výstupu. Používá se pro převod napětí ze zdroje s vysokým vnitřním odporem (až desítek $M\Omega$) na malou výstupní impedanci (desítky Ω). Z definice CCII+ plyne:

$$U_X = U_Y \quad (7)$$

A proto platí:

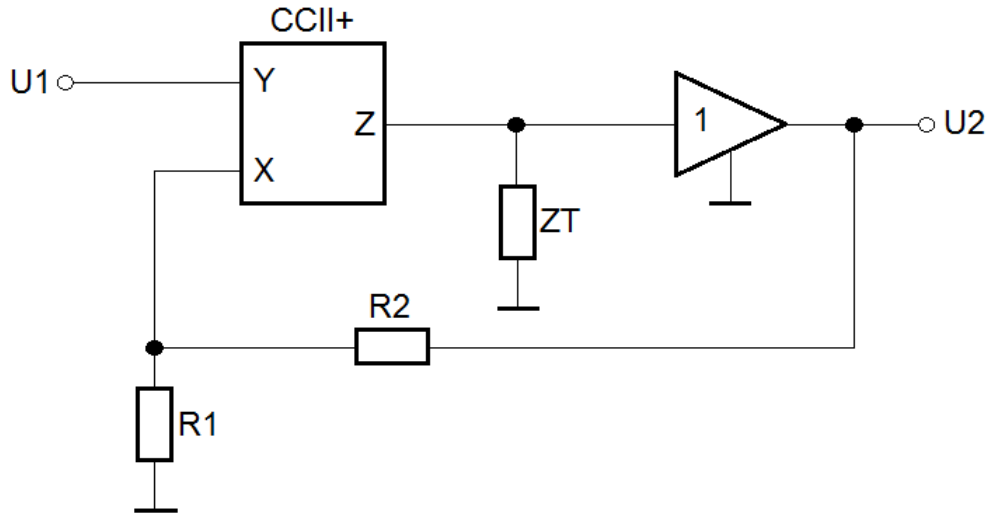
$$U_2 = U_1 \quad (8)$$



Obrázek 12: Napěťový sledovač

2.3 Neinvertující napěťový zesilovač CFA

Napětí U_1 je přivedeno přímo na bránu Y CCII+. Proudová zpětná vazba je realizována zpětnovazebním blokem s rezistorem R_2 . CCII+ spolu s transimpedancí Z_T a oddělovacím zesilovačem s ideálním jednotkovým zesílením pak představují transimpedanční zesilovač CFA. Neinvertující zapojení napěťového zesilovače s proudovou zpětnou vazbou je na obr. 13.



Obrázek 13: Neinvertující napěťový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou

Proud v uzlu teče přes odporů dělič R_1 , R_2 . Podle prvního Kirchhoffova zákona (o proudech a uzlech) platí:

$$I_{R2} = I_{R1} + I_X \quad (9)$$

a z tohoto vztahu pak vyplývá:

$$I_X = I_{R2} - I_{R1} \quad (10)$$

Na rezistoru R_2 vzniká úbytek napětí, a pro proud na bráně X pak platí:

$$I_X = \frac{U_2 - U_1}{R_2} - \frac{U_1}{R_1} \quad (11)$$

Napětí na bráně Z je dáno vztahem:

$$U_Z = -Z_T I_Z \Rightarrow U_Z = -Z_T I_X \quad (12)$$

Jelikož platí:

$$U_Z = U_2 \quad (13)$$

Pak bylo zapsáno, že:

$$U_2 = -Z_T I_X = -Z_T \frac{U_2 - U_1}{R_2} + Z_T \frac{U_1}{R_1} \quad (14)$$

Odtud:

$$U_2 = -Z_T \frac{U_2}{R_2} + Z_T \frac{U_1}{R_2} + Z_T \frac{U_1}{R_1} \quad (15)$$

Upravením rovnice a vytkutím U_1 a U_2 bylo dosaženo:

$$U_2 \left(1 + \frac{Z_T}{R_2} \right) = U_1 \left(\frac{Z_T}{R_2} + \frac{Z_T}{R_1} \right) \quad (16)$$

Vztah pro napěťové zesílení A_U je:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (17)$$

Dostazením do vztahu pro napěťové zesílení bylo dosaženo:

$$A_U = \frac{\frac{Z_T}{R_2} + \frac{Z_T}{R_2}}{1 + \frac{Z_T}{R_2}} \quad (18)$$

Výsledný vztah pro napěťové zesílení je pak:

$$A_U = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{Z_T}{R_2 + Z_T} \quad (19)$$

Vstupní odpor na nezatížené bráně Y konveju CCII+ je přímo odporem brány Y. Tudíž se mohlo zapsat, že:

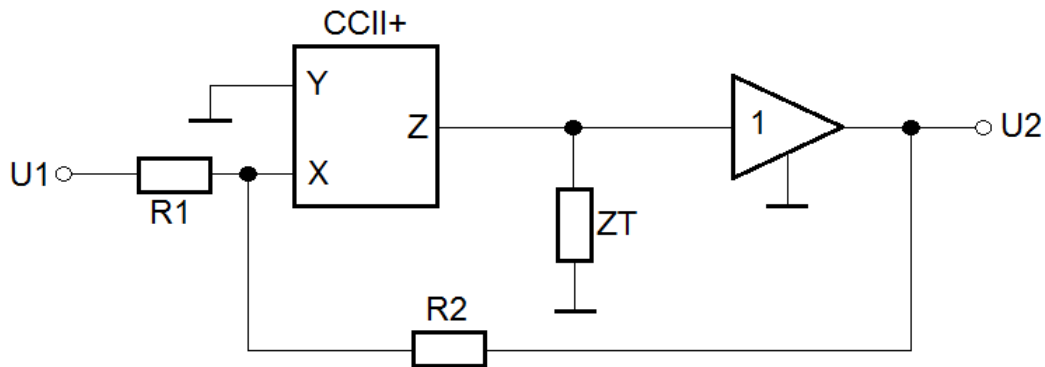
$$R_{VST} \rightarrow \infty \quad (20)$$

Jelikož se výstupní odpor oddělovacího zesilovače blíží k nule, pak bylo zapsané, že:

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (21)$$

2.4 Invertující napěťový zesilovač CFA

Napětí U_1 je vedeno skrz rezistor R_1 na bránu X konvejeoru CCII+. Proudová zpětná vazba je, podobně jako u neinvertujícího napěťového zesilovače CFA, realizována zpětnovazebním blokem s rezistorem R_2 . Proud I_X vtékající do brány X konvejeoru CCII+ je dán součtem proudů tekoucích skrze rezistory R_1 a R_2 . Stejně jako u neinvertujícího napěťového zesilovače CFA tvoří CCII+ spolu s transimpedancí Z_T a oddělovacím zesilovačem s ideálním jednotkovým zesílením transimpedanční zesilovač CFA. Invertující zapojení napěťového zesilovače s proudovou zpětnou vazbou je na obr. 14.



Obrázek 14: Invertující napěťový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou

Proud vtékající do brány X CCII+ je dán dle 1. Kirchhoffova zákona následující rovnicí:

$$I_X = I_{R1} + I_{R2} \quad (22)$$

Dle Ohmova zákona pak platí:

$$I_X = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \quad (23)$$

Díky 2. Kirchhoffovu zákonu jsem vyjádřil vztah pro napětí protékající transimpedancí Z_T . Odtud jsem pak z definičního vztahu $I_Z = I_X$ konvejeoru CCII+ mohl upravit vztah do podoby potřebné k vyjádření vztahu mezi U_1 a U_2 , a to:

$$U_Z = -Z_T I_Z = -Z_T I_X \Rightarrow I_X = -\frac{U_2}{Z_T} \quad (24)$$

Dosazením vztahu pro I_X z rovnice 24 do rovnice 23 byla získána následující rovnice:

$$-\frac{U_2}{Z_T} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \quad (25)$$

Elementárními úpravy bylo dosaženo následující rovnice:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{\frac{Z_T}{R_1}}{1 + \frac{Z_T}{R_2}} \quad (26)$$

Dosazením do vztahu pro napěťové zesílení A_U z rovnice 26 a následnými elementárními úpravami bylo dosaženo finálního vztahu pro napěťové zesílení invertujícího napěťového zesilovače s proudovou zpětnou vazbou:

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{Z_T}{R_2 + Z_T} \quad (27)$$

Vstupní odpor je dán dle Ohmova zákona poměrem vstupního napětí U_1 a proudem I_{R1} protékajícím rezistorem R_1 . Výsledný vstupní odpor je pak přímo dán odporem R_1 .

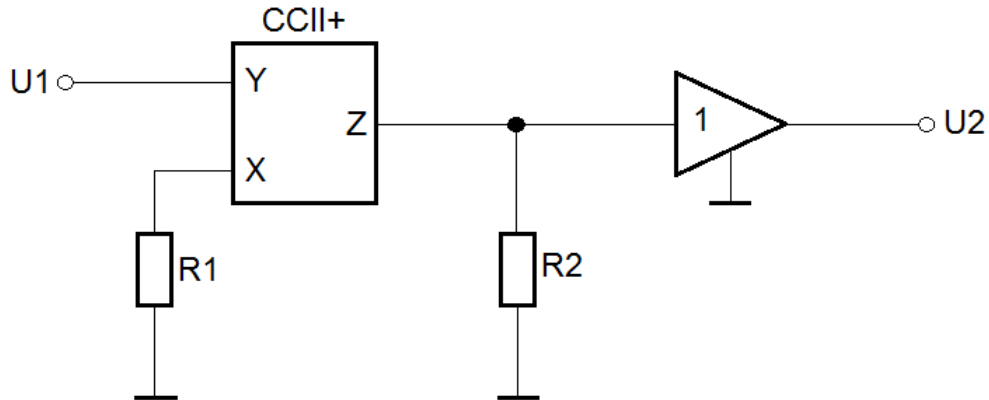
$$R_{VST} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{I_{R1}} = \frac{U_1}{\frac{U_1}{R_1}} = R_1 \quad (28)$$

Výstupní odpor je obdobně jako v 21:

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (29)$$

2.5 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

Schéma neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby je na obr. 15. Vstupní napětí tohoto zesilovače je zavedeno přímo na bránu Y.



Obrázek 15: Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

Vzhledem k $U_X = U_Y$ byl upraven vztah pro napětí na bráně X konveju CCII+. Odtud pak vyplývá vztah pro proud I_X vtékající do brány X konveju CCII+:

$$U_1 = -R_1 i_X \Rightarrow I_X = -\frac{U_1}{R_1} \quad (30)$$

Vzhledem k 2. Kirchhoffovu zákonu byl odvozen vztah pro napětí na rezistoru R_2 . Díky vztahu $I_Z = I_X$ byl vztah upraven do podoby níže:

$$U_Z = -R_2 i_Z = -R_2 i_X = R_2 \frac{U_1}{R_1} \quad (31)$$

Jelikož $U_2 = U_Z$, vztah 31 byl upraven do podoby:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (32)$$

Napěťové zesílení A_U neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby je pak přímo dáno poměrem rezistorů R_2 a R_1 :

$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (33)$$

Vstupní odpor je dán dle Ohmova zákona poměrem vstupního napětí U_1 a příslušnému proudu I_1 . Vzhledem k tomu, že vstupní napětí U_1 je přímo zavedeno na bránu Y konveju CCII+, vztah byl upraven do příslušné podoby. Proud na bráně Y je v ideálním případě nulový, nicméně dělení nulou nedává z matematického hlediska smysl. Výsledného odporu bylo

docíleno limity funkcí pro proud na bráně Y blížící se k nule a proto se vstupní odpor neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby blíží k nekonečnu.

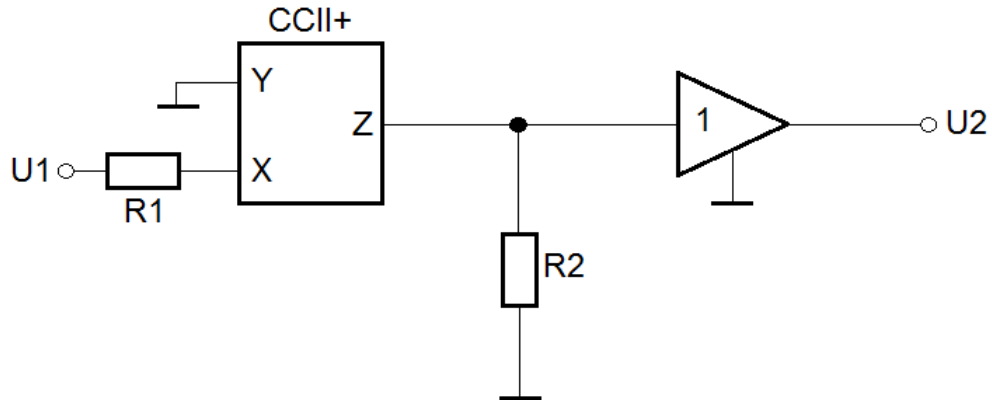
$$R_{VST} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_Y}{I_Y} = \lim_{I_Y \rightarrow 0} \frac{U_Y}{I_Y} \Rightarrow R_{VST} \rightarrow \infty \quad (34)$$

Obdobným způsobem bylo dosaženo odvození výstupního odporu neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby. Jelikož výstupní odpor oddělovacího zesilovače se blíží k nekonečnu, pak se výstupní odpor obvodu musí blížit k nule.

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (35)$$

2.6 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

Schéma tohoto invertujícího zesilovače je na obr. 16. Brána Y je uzemněná, jelikož není třeba konvegovat napětí na svorku X, protože je zde vedeno napětí U_1 .



Obrázek 16: Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

Pro proud vtékající do brány X je dle Ohmova zákona dáno poměrem vstupního napětí U_1 a vstupního odporu R_1 :

$$U_1 = R_1 I_X \Rightarrow I_X = \frac{U_1}{R_1} \quad (36)$$

Proud I_Z je dán následujícím vztahem:

$$I_Z = -\frac{U_Z}{R_2} \quad (37)$$

Jelikož $I_Z = I_X$ pak platí:

$$I_X = -\frac{U_Z}{R_2} \quad (38)$$

Dosazením za I_X vznikne rovnice:

$$\frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_Z}{R_2} \quad (39)$$

Rovnice 39 byla upravena na tvar:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (40)$$

Výsledný vztah pro napěťové zesílení A_U je pak:

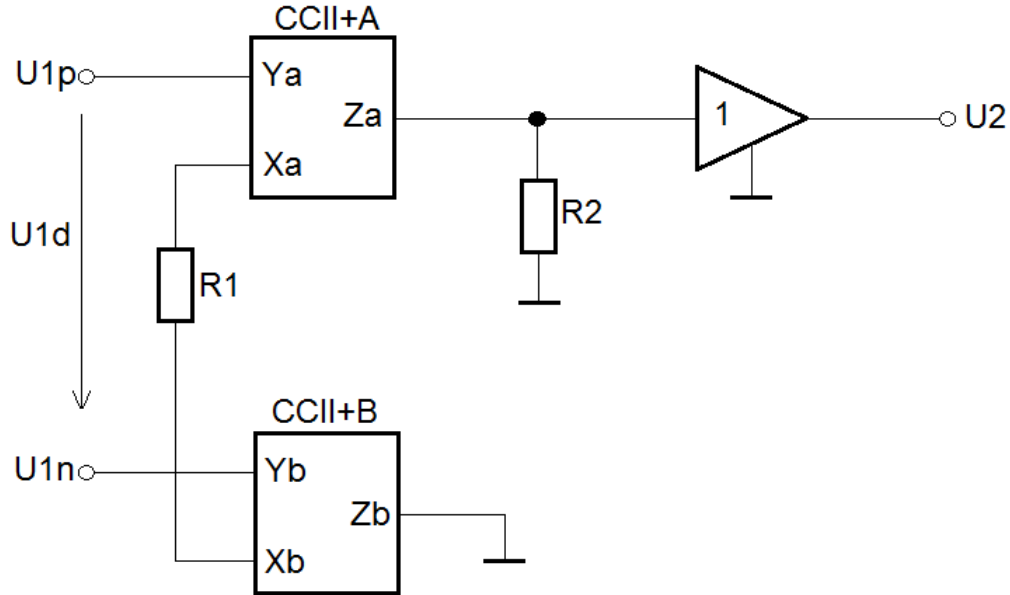
$$A_U = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (41)$$

Vstupní odpor byl odvozen stejně jako u invertujícího napěťového zesilovače s proudovou zpětnou vazbou 28, tudíž $R_{VST} = R_1$.

Výstupní odpor R_{VYST} je stejný jako u neinvertujícího zapojení napěťového zesilovače bez zpětné vazby 35, tudíž $R_{VYST} \rightarrow 0$.

2.7 Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - nesymetrický výstup)

Schéma rozdílového napěťového zesilovače se symetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem je na obr. 17. Pokud se blíže podíváme na schéma tohoto zesilovače tak zjistíme, že zanedbáním odpor R_2 dostaneme ideální OZ.



Obrázek 17: Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - nesymetrický výstup)

Vstupní napětí U_{VST} je dáno rozdílem napětí U_{1P} a U_{1N} . Proto bylo označeno jako diferenční napětí U_{1d} .

$$U_{1d} = U_{1P} - U_{1N} \quad (42)$$

Proud vtékající do brány X1 konveju CCII+A je dán následujícím vztahem:

$$I_{X1} = -\frac{U_{1d}}{R_1} \quad (43)$$

Proud vytékající z brány Z konveju CCII+B je dle definice roven proudu I_{X2} . Dosazením z 43 a 42 bylo dosaženo vztahu:

$$I_{Z2} = I_{X2} = -I_{X1} = \frac{U_{1P} - U_{1N}}{R_1} \quad (44)$$

Proud na bráně Z1 konveju CCII+A je dán dle Ohmova zákona vztahem:

$$I_{Z1} = -\frac{U_{R2}}{R_2} \quad (45)$$

Jelikož $U_{R2} = U_2$ bylo ze vztahu 45 vyjádřeno napětí U_2 a dle definice CCII+ dosazeno I_X na místo I_Z :

$$U_2 = -R_2 I_{X1} \quad (46)$$

Následně byl dosazen vztah 43:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_{1d} \quad (47)$$

Podíl napětí U_2 a U_{1d} byl odvozen jako podíl rezistorů R_2 a R_1 :

$$\frac{U_2}{U_{1d}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (48)$$

Napětové zesílení A_U je pak přímo dáno podílem rezistorů R_2 a R_1 :

$$A_U = \frac{R_2}{R_1} \quad (49)$$

Vstupní odpor se díky nezatíženým branám Y1 a Y2 konvektorů CCII+A a CCII+B blíží nekonečnu:

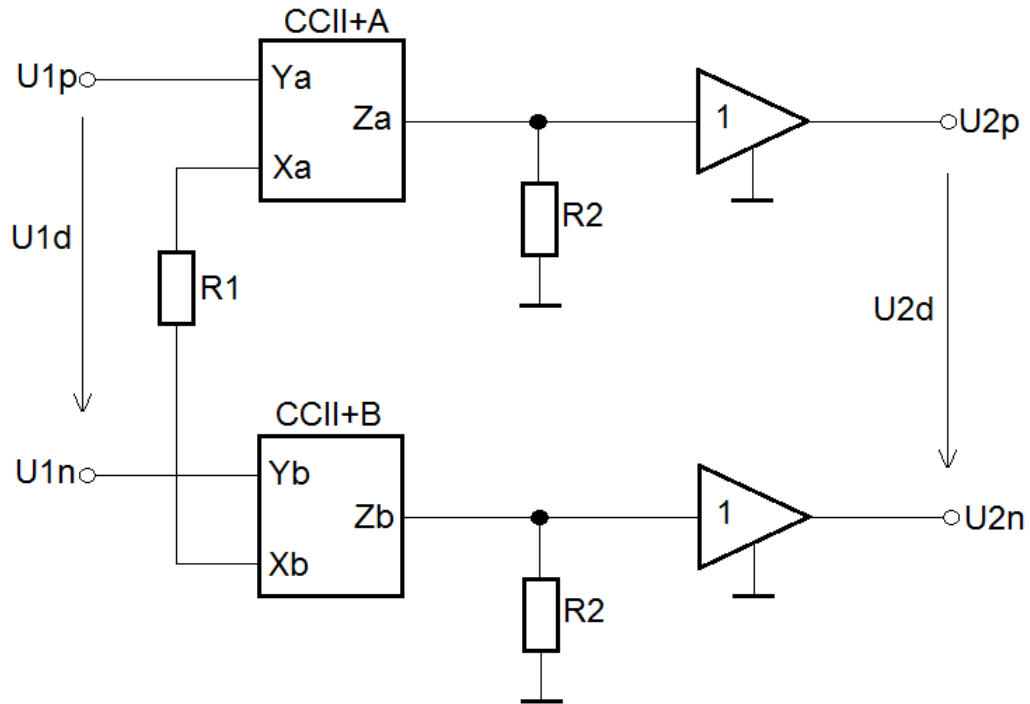
$$R_{VST} \rightarrow \infty \quad (50)$$

Výstupní odpor byl odvozen stejně jako v případě neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby 35:

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (51)$$

2.8 Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - symetrický výstup)

Schéma rozdílového napěťového zesilovače se symetrickým vstupem a symetrickým výstupem je na obr. 18



Obrázek 18: Rozdílový napěťový zesilovač (symetrický vstup - symetrický výstup)

Stejně jako u rozdílového napěťového zesilovače se symetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem je diferenční napětí U_{1d} dáno rozdílem pozitivního napětí U_{1P} a negativního napětí U_{1N} :

$$U_{1d} = U_{1P} - U_{1N} \quad (52)$$

Pro proud vtékající do svorky X1 konveje CCII+A platí, že je dán poměrem rozdílového napětí U_{1d} a odporu R_1 . Z toho vyplývá vztah pro napětí U_{1d} uvedený níže:

$$I_{X1} = -\frac{U_{1d}}{R_1} \Rightarrow U_{1d} = -R_1 I_{X1} \quad (53)$$

Pro I_{Z1} platí vztah $I_{Z1} = -U_{R2}/R_2$. Odtud byl odvozen vztah pro U_{1P} , který je uveden níže:

$$I_{Z1} = -\frac{U_{R2}}{R_2} = -\frac{U_{2P}}{R_2} \Rightarrow U_{2P} = -R_2 I_{Z1} \quad (54)$$

Obdobně platí vztah i pro I_{Z2} , odkud byl odveden vztah pro U_{2N} :

$$I_{Z2} = -\frac{U_{R2}}{R_2} = -\frac{U_{2N}}{R_2} \Rightarrow U_{2N} = -R_2 I_{Z2} \quad (55)$$

Z definice CCII+ plyne, že $I_Z = I_X$. Proto byl vztah pro U_{2P} upraven do následující podoby:

$$U_{2P} = -R_2 I_{Z1} = -R_2 I_{X1} = \frac{R_2}{R_1} U_{1d} \quad (56)$$

Obdobně byl upraven i vztah pro U_{2N} :

$$U_{2N} = -R_2 I_{Z2} = -R_2 I_{X2} = -\frac{R_2}{R_1} U_{1d} \quad (57)$$

Dosazením odvozených vztahů do rovnice 52 získáme vztah mezi vstupním napětím U_{1d} a výstupním napětím U_{2d} :

$$U_{2d} = U_{2P} - U_{2N} = \frac{R_2}{R_1} U_{1d} + R_2 I_{Z1} = 2 \frac{R_2}{R_1} U_{1d} \quad (58)$$

Vstupní odpor je stejný jako v 50:

$$R_{VST} \rightarrow \infty \quad (59)$$

Jelikož odpory R_{2P} a R_{2N} se blíží nule. Pak i celkový výstupní odpor se bude blížit nule. Bylo tedy zapsáno, že:

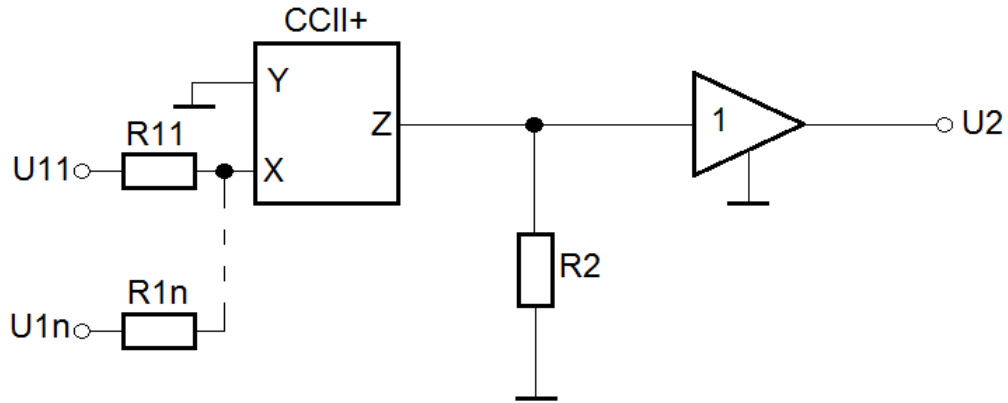
$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (60)$$

Výsledný vztah pro napěťové zesílení A_U je uveden níže:

$$A_U = \frac{U_{2d}}{U_{1d}} = 2 \frac{R_2}{R_1} \quad (61)$$

2.9 Součtový napěťový invertující zesilovač

Zapojení na obr. 19 je součtový napěťový invertující zesilovač, jinak řečeno sumátor.



Obrázek 19: Součtový napěťový invertující zesilovač

Výstupní napětí sumátoru je lineární kombinací vstupních napětí. A proto platí:

$$-\frac{U_2}{R_2} = \frac{U_{11}}{R_{11}} + \frac{U_{12}}{R_{12}} + \dots + \frac{U_{1N}}{R_{1N}} \quad (62)$$

Hodnoty vstupních odporů $R_{11} \dots R_{1N}$ jsou v ideálním případě stejné. Aby bylo značení jednotné, byly výstupní odpory označeny jako R_1 :

$$R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1N} = R_1 \quad (63)$$

Díky 63 byla rovnice 62 upravena do následujícího tvaru:

$$-\frac{U_2}{R_2} = \frac{U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N}}{R_1} \quad (64)$$

Výsledný vztah pro výstupní napětí sumátoru je následující:

$$U_2 = -\frac{R_2}{R_1} (U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N}) \quad (65)$$

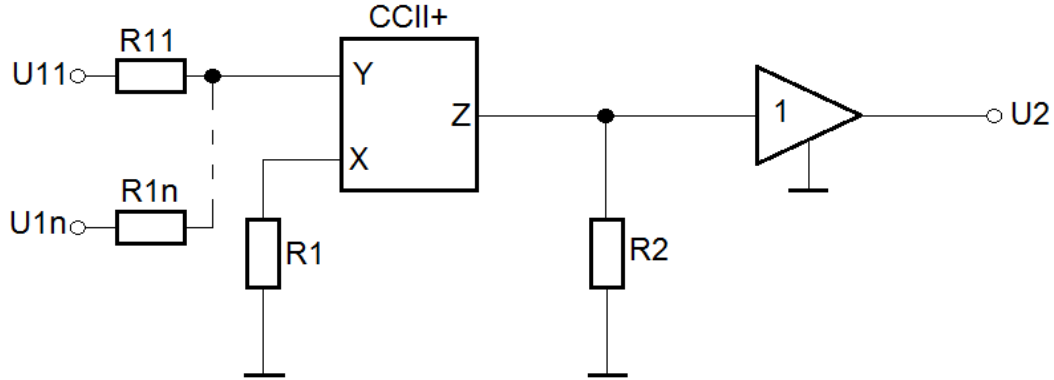
Jelikož bylo zapsáno 63, pak vstupní odpor označený jako R_{VST1-N} bude roven R_1 .

$$R_{VST1-N} = R_1 \quad (66)$$

Výstupní odpor se pak stejně jako v 35 bude blížit k nule.

$$R_{VST1-N} \rightarrow 0 \quad (67)$$

2.10 Součtový napěťový neinvertující zesilovač



Obrázek 20: Součtový napěťový neinvertující zesilovač

Stejně jako u součtového invertujícího zesilovače, hodnoty vstupních odporů $R_{11} \dots R_{1N}$ jsou v ideálním případě stejné. Opět bylo zvoleno jednotné značení R :

$$R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1N} = R \quad (68)$$

Celkový počet rezistorů je pak:

$$\frac{R}{n-1} \quad (69)$$

Vzhledem k tomu, že odpory označené jako R tvoří odporový dělič, napětí na bráně Y konveju CCII+ je dáno vztahem:

$$U_Y = \frac{\frac{R}{n-1}}{R + \frac{R}{n-1}} U_1 \quad (70)$$

Elementárními úpravy a dosazením za U_1 bylo dosaženo:

$$U_Y = \frac{1}{n} (U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N}) \quad (71)$$

Platí, že výstupní napětí je lineární kombinací vstupních napětí:

$$\frac{U_2}{R_2} = \frac{U_Y}{R_1} \quad (72)$$

Dosazením za U_Y a následnými elementárními úpravy bylo dosaženo finálního vztahu pro

napětí U_2 :

$$U_2 = \frac{R_2}{nR_1} (U_{11} + U_{12} + \dots + U_{1N}) \quad (73)$$

Vstupní odpor je dán rezistory $R_{11} = R_{12} = \dots = R$. Bylo tedy zapsáno, že:

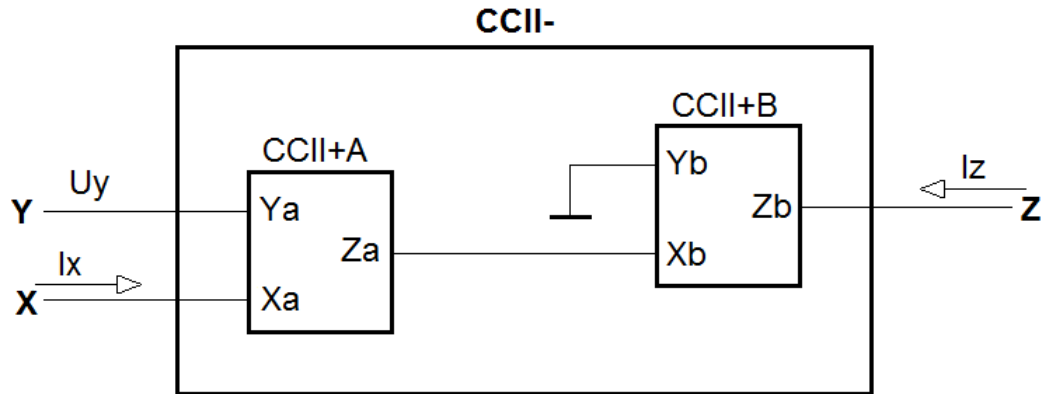
$$R_{VST} = R \quad (74)$$

Výstupní odpor se stejně jako u předchozího zapojení blíží k nule:

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (75)$$

2.11 Realizace konveju CCII- pomocí konveju CCII+

Schéma konveju CCII- realizovaného pomocí dvou konveju CCII+ je na obr. 21.



Obrázek 21: Realizace konveju CCII- pomocí dvou konveju CCII+

Proud vtékající do brány X konveju CCII+B je opačné polarity jako proud vtékající do brány Z konveju CCII+A. Proto platí:

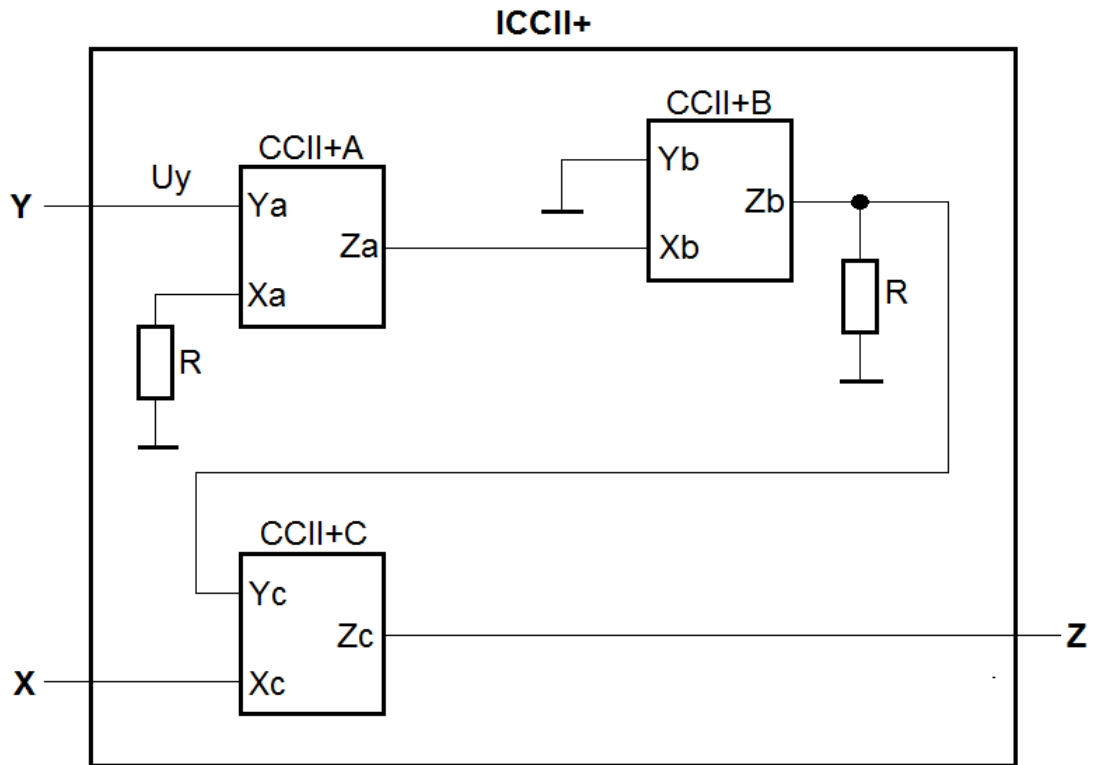
$$I_{X2} = -I_{Z1} \quad (76)$$

Pro CCII+ platí $I_Z = I_X$. Proto platí, že proud I_{Z2} představující proud I_Z se rovná proudu $-I_{X1}$ představující proud I_X .

$$I_{Z2} = I_{X2} \Rightarrow I_{Z2} = -I_{Z1} = -I_{X1} \quad (77)$$

Z odvozených vztahů jde vidět, že $I_Z = -I_X$ a tedy se skutečně jedná o konveju CCII-.

2.12 Realizace konveju ICCII+ pomocí konveju CCII+



Obrázek 22: Realizace konveju ICCII+ pomocí dvou konveju CCII+

Pro proud vtékající do brány X konveju CCII+A platí:

$$I_{XA} = -\frac{R}{U_{X1}} \quad (78)$$

Protože $I_Z = I_X$, pak platí:

$$I_{XA} = I_{ZA} \Rightarrow I_{ZA} = -\frac{R}{U_{XA}} \quad (79)$$

Jelikož platí:

$$I_{XB} = -I_{ZA} \quad (80)$$

Pak mohlo být zapsáno, že:

$$I_{X2} = \frac{U_{X1}}{R} \quad (81)$$

A proto platí:

$$I_{Z2} = \frac{U_{X1}}{R} \quad (82)$$

Napětí na bráně Y konveju CCII+C je dáno vztahem:

$$U_{Y3} = -RI_{Z2} \quad (83)$$

Dosažením za proud i_{Z2} dle Ohmova zákona bylo dosaženo:

$$U_{YC} = \frac{-RU_{XA}}{R} \quad (84)$$

Elementární úpravou byla získána následující rovnice:

$$U_{YC} = -U_{XA} \quad (85)$$

Protože mezi branami X a Y konveju CCII+C se konvejuje napětí, bylo dosaženo následující rovnice:

$$U_{XC} = -U_{YA} \quad (86)$$

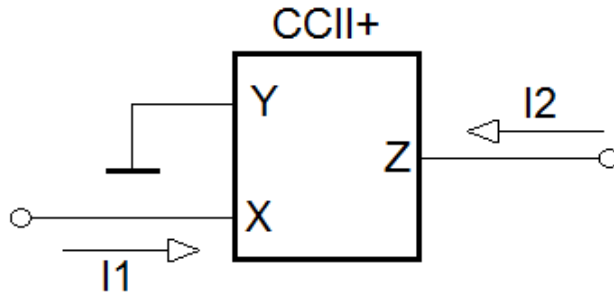
Z definice CCII+ pro konveju CCII+C pak plyne, že:

$$I_{ZC} = I_{XC} \quad (87)$$

Z odvozených vztahů jde vidět, že $U_X = -U_Y$, $I_Z = I_X$ a $I_Y = 0$. Tudíž se skutečně jedná o konveju ICCII+.

2.13 Proudový sledovač

Proudový sledovač funguje obdobně jako napěťový sledovač a to tak, že proud na vstupu sleduje proud na výstupu. Schéma proudového sledovače je na obr. 23.



Obrázek 23: Proudový sledovač

Vstupní proud I_1 je proud vtékající do brány X konvejeoru CCII+. Stejně tak vstupní proud I_2 je proud vtékající do brány Z konvejeoru CCII+.

$$I_1 = I_X; I_2 = I_Z \quad (88)$$

Proudové zesílení A_I je dáno poměrem vstupních proudů I_2 a I_1 :

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} \quad (89)$$

Vstupní odpor je dán odporem na bráně X konvejeoru CCII+, proto platí:

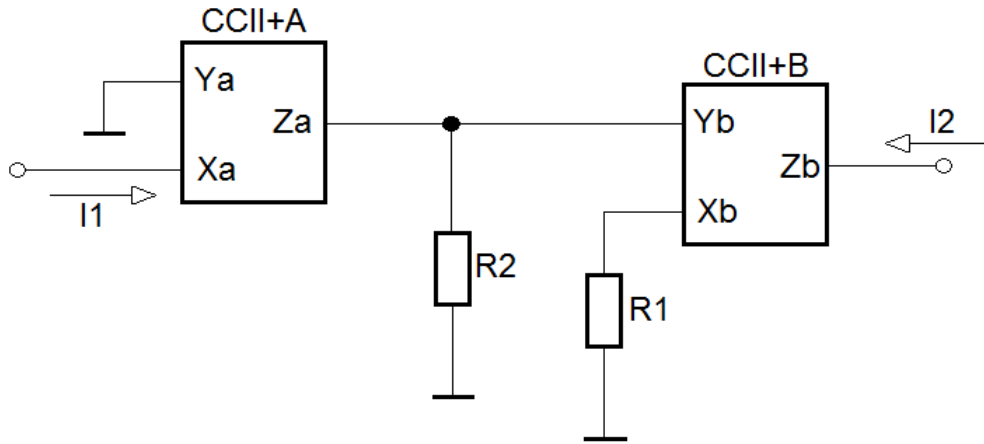
$$R_{VST} \rightarrow 0 \quad (90)$$

Výstupní odpor je dán odporem na bráně Z konvejeoru CCII+, proto platí:

$$R_{VYST} \rightarrow \infty \quad (91)$$

2.14 Neinvertující proudový zesilovač (nesymetrický vstup - nesymetrický výstup)

Neinvertující proudový zesilovač s nesymetrickým vstupem a nesymetrickým výstupem je na obr. 24. Rozdíl proti předchozím zesilovačům je především v tom, že tento obvod pracuje v tzv. proudovém módu.



Obrázek 24: Neinvertující proudový zesilovač (nesymetrický vstup - nesymetrický výstup)

Proud na bráně Z konveju CCII+A je dle definice roven proudu na bráně X. Ten je zase roven vstupnímu proudu I_1 . Proto platí:

$$I_{ZA} = I_{XA} = I_1 \quad (92)$$

Obdobně pak proud na bráně Z konveju CCII+B je roven vstupnímu proudu I_2 .

$$I_{ZB} = I_2 \quad (93)$$

Proud na bráně X konveju CCII+B je dán následujícím vztahem:

$$I_{XB} = -\frac{U_{XB}}{R_2} \quad (94)$$

Dle definice CCII+ pak pro I_{ZB} platí:

$$I_{ZB} = \frac{U_{XB}}{R_B} \quad (95)$$

Pro napětí na svorce Y konveju CCII+B platí:

$$U_{YB} = -R_1 I_{ZA} \quad (96)$$

Dosažením I_1 za I_{ZA} bylo dosaženo následujícího vztahu:

$$I_1 = -\frac{U_{Y2}}{R_1} \quad (97)$$

Proudové zesílení A_I je dáno poměrem proudů I_2 a I_1 . Dosažením z 94 a 95 bylo dosaženo výsledného vztahu:

$$A_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{ZB}}{I_{XA}} = \frac{-\frac{U_{XB}}{R_2}}{-\frac{U_{Y2}}{R_1}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (98)$$

Vstupní odpor je dán přímo odporem na bráně X konveju CCII+A, jenž se ideálně blíží k nule:

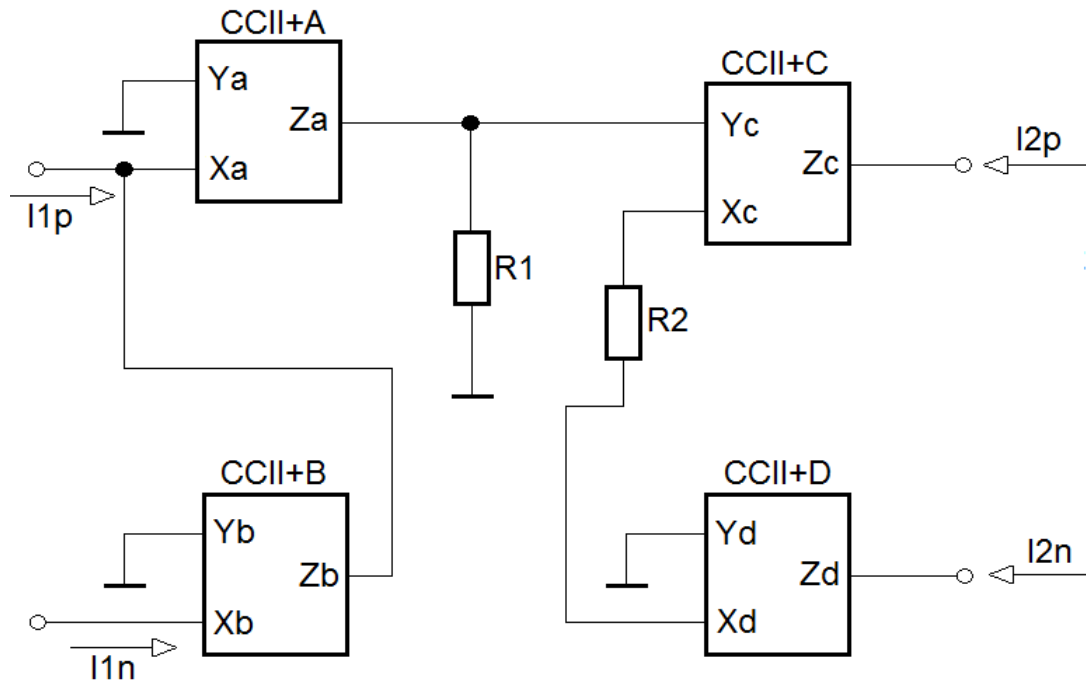
$$R_{VST} \rightarrow 0 \quad (99)$$

Výstupní odpor je dán přímo odporem na bráně Z konveju CCII+B, jenž se v ideálním případě blíží k nekonečnu:

$$R_{VYST} \rightarrow \infty \quad (100)$$

2.15 Plně symetrický proudový zesilovač

Schéma plně symetrického proudového zesilovače je na obr. 25.



Obrázek 25: Plně symetrický proudový zesilovač

Jelikož platí $I_Z = I_X$, pak platí

$$I_{ZB} = I_{XB} = I_{1N} \quad (101)$$

Díky 1. Kirchhoffovu zákonu platí:

$$I_{1P} = I_{ZB} + I_{XA} \quad (102)$$

Rovnice 102 byla upravena na adekvátní tvar a bylo do ní dosazeno dle výše uvedených vztahů:

$$I_{XA} = I_{1P} - I_{ZB} \Rightarrow I_{ZA} = I_{1P} - I_{1N} \quad (103)$$

Pro napětí na bráně Y konveju CCII+C platí:

$$U_{YC} = -R_1 U_{Z1} \quad (104)$$

Pro napětí na bráně X konveju CCII+C platí:

$$U_{XC} = -R_2 I_{XC} \quad (105)$$

Jelikož platí $U_X = U_Y$ pak po dosazení z 104 a 105 platí:

$$-R_2 I_{XC} = -R_1 U_{ZA} \quad (106)$$

Protože platí $I_{XC} = I_{ZC} = I_{2P}$ pak platí:

$$I_{2P} = \frac{R_1}{R_2} U_{ZA} \quad (107)$$

Dosazením za U_{ZA} bylo dosaženo finálního vztahu pro I_{2P} :

$$I_{2P} = \frac{R_1}{R_2} (I_{1P} - I_{1N}) \quad (108)$$

Proud vtékající do brány X konvejeoru CCII+D je opačné polarity jako prou vtékající do brány X konvejeoru CCII+C, proto platí:

$$R_2 I_{XD} = -R_1 U_{ZA} \quad (109)$$

Protože platí $I_{XD} = I_{ZD} = I_{2N}$ pak platí:

$$I_{2N} = -\frac{R_1}{R_2} U_{ZA} \quad (110)$$

Dosazením za U_{ZA} bylo dosaženo finálního vztahu pro I_{2N} :

$$I_{2N} = -\frac{R_1}{R_2} (I_{1P} - I_{1N}) \quad (111)$$

Vstupní odpory obou vstupů se v ideálním případě blíží k nule. Tudíž se celkový vstupní odpor také blíží k nule.

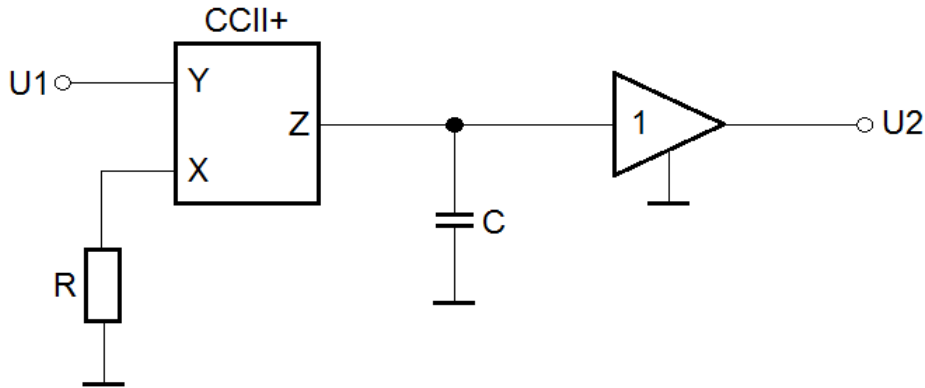
$$R_{VST} \rightarrow 0 \quad (112)$$

Výstupní odpory jsou dány odporem na bráně Z konvejeorů CCII+C a CCII+D. Jelikož se jejich odpory blíží k nekonečnu, pak i celkový výstupní odpor se bude blížit k nekonečnu.

$$R_{VYST} \rightarrow \infty \quad (113)$$

2.16 Neinvertující integrátor

Integrační člen plní v obvodu matematickou funkci integrování a to tak, že výstupní napětí je integrací vstupního napětí podle času. Schéma neinvertujícího integrátoru je na obr. 26.



Obrázek 26: Neinvertující integrátor

Pro proud vtékající do brány X platí:

$$I_X = -\frac{U_1}{R} \quad (114)$$

Dle definice CCII+ platí:

$$I_Z = I_X \quad (115)$$

Platí vztah:

$$I_C = -I_Z \quad (116)$$

Proud protékající kondenzátorem je dán vztahem:

$$I_C = C \frac{du_2}{dt} \quad (117)$$

Dosazením do rovnice 116 bylo dosaženo následující rovnice:

$$\frac{U_1}{R} = C \frac{dU_2}{dt} \quad (118)$$

Rovnice byla upravena elementárními úpravami do následující podoby:

$$U_1 \frac{dt}{RC} = \frac{dU_2}{dt} \quad (119)$$

Integrováním celé rovnice bylo dosaženo výsledné podoby:

$$U_2(t) = \frac{1}{RC} \int U_1(t) dt + U_2(0) \quad (120)$$

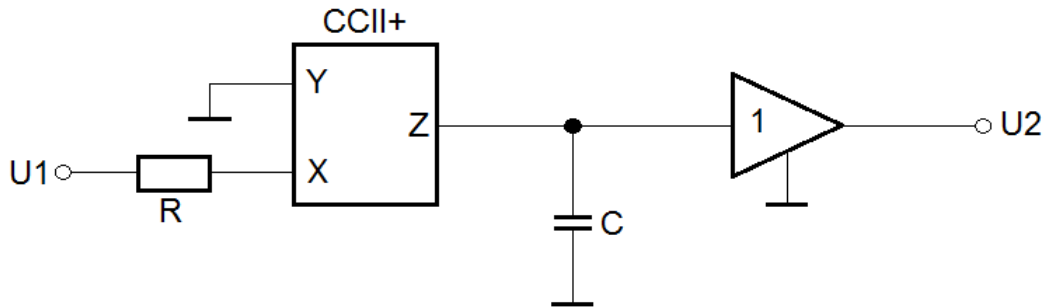
Vstupní odpor je odporem na bráně Y konvejeoru CCII+, jenž se v ideálním případě blíží k nekonečnu. Platí:

$$R_{VST} \rightarrow \infty \quad (121)$$

Díky ideálně nulovému výstupnímu odporu oddělovacího zesilovače platí:

$$R_{VYST} \rightarrow 0 \quad (122)$$

2.17 Invertující integrátor



Obrázek 27: Invertující integrátor

Pro proud na bráně Z CCII+ platí:

$$I_X = \frac{U_1}{R} \Rightarrow I_Z = \frac{U_1}{R} \quad (123)$$

Platí vztah:

$$I_C = -I_Z \quad (124)$$

Proud protékající kondenzátorem je dán vztahem:

$$I_C = C \frac{dU_2}{dt} \quad (125)$$

Dosazením do 124 bylo dosaženo:

$$-\frac{U_1}{R} = C \frac{dU_2}{dt} \quad (126)$$

Následujícího rovnice bylo dosaženo elementárními úpravami:

$$-U_1 \frac{dt}{RC} = \frac{dU_2}{dt} \quad (127)$$

Výsledný vztah pro výstupní napětí invertujícího integrátoru je následující:

$$U_2(t) = -\frac{1}{RC} \int U_1(t) dt + U_2(0) \quad (128)$$

Vstupní odpor byl odvozen stejně jako v 28. Čili platí:

$$R_{VST} = R \quad (129)$$

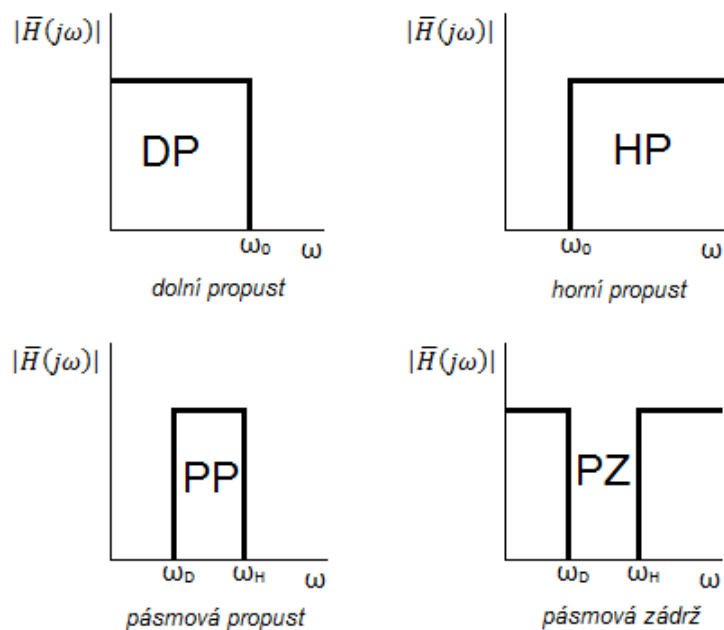
Obdobně jako v 122 platí:

$$R_{VYST} = 0 \quad (130)$$

2.18 Filtry

Filtr je elektronický obvod, který propouští signál v určitém pásmu frekvence, zatímco signály ostatních frekvencí jsou potlačovány. Ideální filtr má ostrý zlom amplitudové charakteristiky a maximální strmost poklesu na okraji propustného kmitočtového pásma. Podle toho, jaké frekvenční pásmo filtry propouštějí, je dělíme na:

- Dolní propust (low pass)
- Horní propust (high pass)
- Pásmová propust (band pass)
- Pásmová zádrž (notch filter)



Obrázek 28: Přenosové charakteristiky $\bar{H}(j\omega)$ ideálních filtrů [1]

2.18.1 Sallen-Key filtr

Implementace pásmové propusti v proudovém módu s pěti pasivními prvky v zapojení s CCII+ je na obr. 29. Výstupní proud I_{VYST1} a odpovídající přenosovou funkci můžeme vyjádřit jako:

$$H_1(s) = \frac{I_{VYST1}}{I_{VST}} = \frac{-\alpha_1 \{R_1 R_2 C_3 C_5 (1 - K) s^2 + R_1 C_5 s\}}{1 + \{R_4 (C_3 + C_5) + R_1 C_5 + R_2 C_3 (1 - K)\} s + \{C_3 C_5 [(R_1 R_2) R_4 + R_1 R_2 (1 - K)]\} s^2} \quad (131)$$

Z čehož plyne:

$$\omega_0 = \{C_3 C_5 [(R_1 R_2) R_4 + R_1 R_2 (1 - K)]\}^{\frac{1}{2}} \quad (132)$$

$$Q = \{C_3 C_5 [(R_1 R_2) R_4 + R_1 R_2 (1 - K)]\}^{\frac{1}{2}} \times \{R_4 (C_3 + C_5) + R_1 C_5 + R_2 C_3 (1 - K)\}^{-1} \quad (133)$$

$$H_0 = -\alpha R_1 C_5 [R_4 (C_3 + C_5) + R_1 C_5 + R_2 C_3 (1 - K)]^{-1} \quad (134)$$

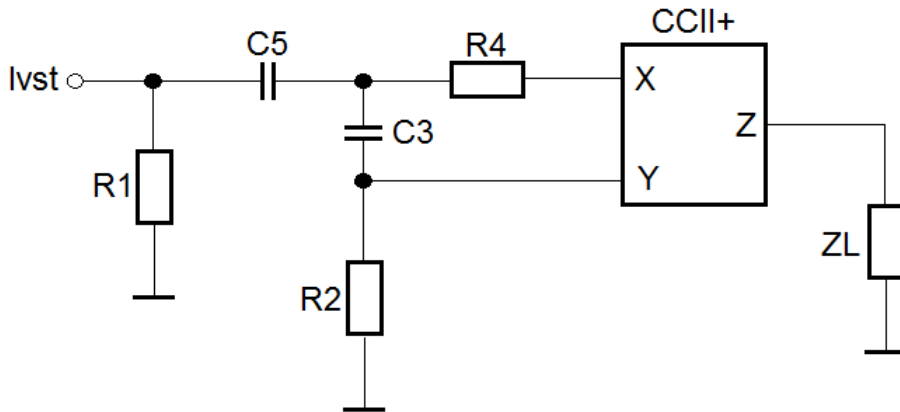
pro H_0 , což je proudový zisk v bodě ω_0 . Pro $C_3 = C_5$ a když hodnota R_1 bude zvolena ke splnění požadavku pro $R_1 \ll R_2$, rovnice 132, 133 a 134.

$$\omega_0 = \left\{ [R_2 R_4]^{\frac{1}{2}} C_3 \right\}^{-1} \quad (135)$$

$$Q = \left(\frac{R_2}{R_4} \right)^{\frac{1}{2}} \left[2 + \frac{R_1}{R_4} \right] \quad (136)$$

$$H_0 = -\alpha \left(\frac{R_1}{R_4} \right) \left[2 + \frac{R_1}{R_4} \right]^{-1} \quad (137)$$

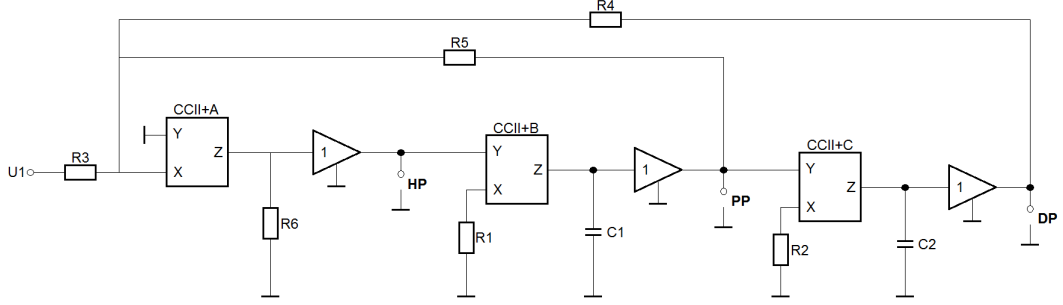
To znamená, že nominálních hodnot H_0 a Q bude dosaženo s $R_1 = R_4$. Později, jak hodnota f_0 nebude závislá na R_1 dokud $R_1 \ll R_2$, hodnota faktoru Q může být změněna se změnou R_1 . V I_{VYST2} je také přítomen virtuální horno-propustný přenos. Nicméně, pro výše uvedené nastavení pásmové propusti je zisk $R_1 / (R_1 + R_2)$ což vede k nule pro $R_1 \ll R_2$. [11]



Obrázek 29: Sallen-Key filtr realizovaný s CCII+

2.18.2 KHN

Obvod je modifikací zapojení KHN filtru s OZ, které jsou nahrazeny proudovými konvejory CCII+ (obr. 30). Tvoří ho součtový zesilovač, dva integrátory a dvě zpětné vazby tvořené rezistory R_4 a R_5 . Svorka PP představuje přenosovou funkci pásmová propust, svorka DP představuje přenosovou funkci dolní propust a svorka HP představuje přenosovou funkci horní propust. [12]



Obrázek 30: KHN filtr s proudovými konvejory CCII+

K odvození funkcí pro PP, DP a HP byl použit program pro symbolickou analýzu SNAP.

$$F_{PP}(p) = -\frac{pC_2R_2R_4R_5R_6}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5 + pC_2R_2R_3R_4R_6 + R_3R_5R_6} = \quad (138)$$

$$-\frac{\frac{pC_2R_2R_4R_5R_6}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5}}{p^2 + p\frac{C_2R_2R_3R_4R_6}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5} + \frac{R_3R_5R_6}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5}} = -\frac{\frac{pR_6}{C_1R_1R_3}}{p^2 + p\frac{R_6}{C_1R_1R_5} + \frac{R_6}{C_1C_2R_1R_2R_4}}$$

$$F_{DP}(p) = -\frac{R_4R_5R_6}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5 + pC_2R_2R_3R_4R_6 + R_3R_5R_6} = \quad (139)$$

$$-\frac{\frac{R_6}{C_1C_2R_1R_2R_3}}{p^2 + p\frac{R_6}{C_1R_1R_5} + \frac{R_6}{C_1C_2R_1R_2R_4}}$$

$$F_{HP}(p) = -\frac{p^2C_1C_2R_1R_2R_4R_5R_6}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4R_5 + pC_2R_2R_3R_4R_6 + R_3R_5R_6} = \quad (140)$$

$$-\frac{\frac{p^2R_6}{R_3}}{p^2 + p\frac{R_6}{C_1R_1R_5} + \frac{R_6}{C_1C_2R_1R_2R_4}}$$

Odvozené vztahy pro ω_0 , B , K a Q jsou:

$$\omega_0^2 = \frac{R_6}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4} \rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}} \quad (141)$$

$$B = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{R_6}{C_1 R_1 R_5} \quad (142)$$

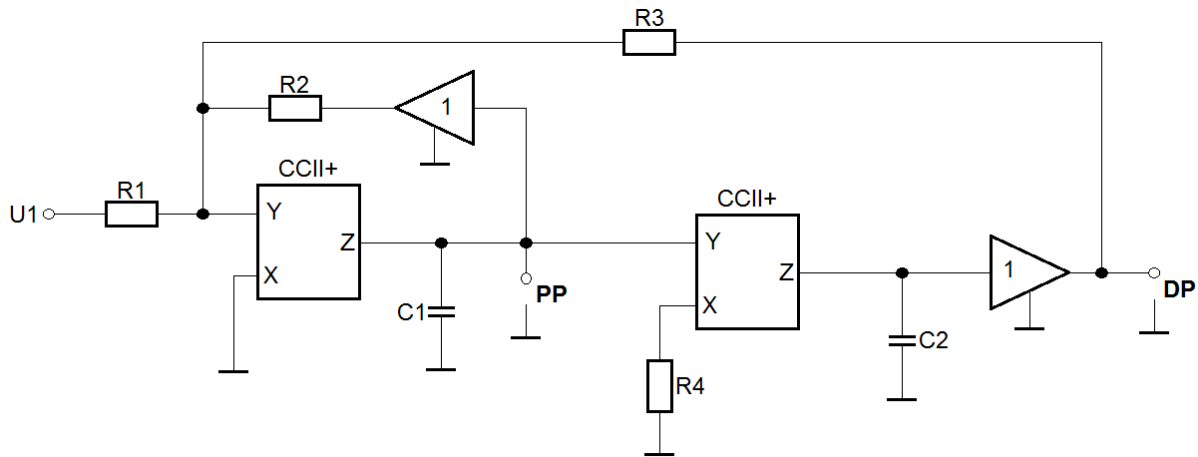
$$K = -\frac{\frac{R_6}{C_1 R_1 R_3}}{\frac{R_6}{C_1 R_1 R_5}} = -\frac{C_1 R_1 R_5 R_6}{C_1 R_1 R_3 R_6} = -\frac{R_5}{R_3} \quad (143)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{\sqrt{\frac{R_6}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}}}{\frac{R_6}{C_1 R_1 R_5}} = \frac{\sqrt{\frac{R_6}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4}} C_1 R_1 R_5}{R_6} = \frac{R_6 C_1^2 R_1^2 R_5^2}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_4 R_6^2} \frac{1}{R_6^2} = \quad (144)$$

$$\frac{R_1 R_5^2 C_1}{C_2 R_2 R_4 R_6} = R_5 \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 R_4 R_6 C_2}} = R_5 \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \frac{1}{R_4 R_6}}$$

2.18.3 TT

Obvod je tvořen dvěma integrátory a dvěma zpětnými vazbami tvořenými rezistory R_2 a R_3 . Svorka PP představuje přenosovou funkci pásmová propust a svorka DP představuje přenosovou funkci dolní propust. [12]



Obrázek 31: TT filtr s proudovými konvejory CCII+

K odvození funkcí pro PP a DP byl použit program pro symbolickou analýzu SNAP.

$$F_{PP}(p) = -\frac{pC_2R_2R_3R_4}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4 + pC_2R_1R_3R_4 + R_1R_2} = \quad (145)$$

$$-\frac{\frac{pC_2R_2R_3R_4}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4}}{p^2 + p\frac{C_1R_1R_3R_4}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4} + \frac{R_1R_2}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4}} = -\frac{\frac{p}{C_1R_1}}{p^2 + p\frac{1}{C_1R_2} + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4}}$$

$$F_{DP}(p) = -\frac{R_2R_2}{p^2C_1C_2R_1R_2R_3R_4 + pC_2R_1R_3R_4 + R_1R_2} = -\frac{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2R_4}}{p^2 + p\frac{1}{C_1R_2} + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2R_3R_4}} \quad (146)$$

Odvozené vztahy pro ω_0, B, KaQ jsou:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_3R_4} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_3R_4}} \quad (147)$$

$$B = \frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{C_1R_2} \quad (148)$$

$$K = -\frac{\frac{1}{C_1R_1}}{\frac{1}{C_1R_2}} = -\frac{C_1R_2}{C_1R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (149)$$

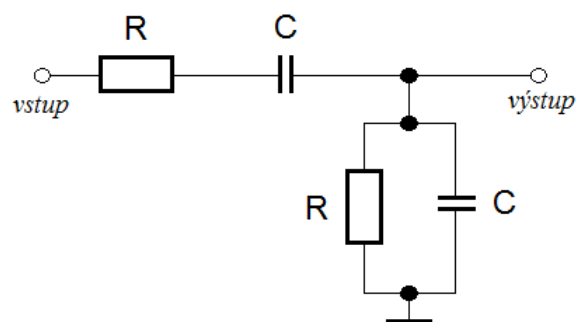
$$Q = \frac{\omega_0}{B} = \frac{\frac{1}{\sqrt{C_1C_2R_3R_4}}}{\frac{1}{C_1R_2}} = \frac{C_1R_2}{\sqrt{C_1C_2R_3R_4}} = \frac{C_1^2R_2^2}{C_1C_2R_3R_4} = \frac{C_1}{C_2} \frac{R_2^2}{R_3R_4} = R_2 \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \frac{1}{R_3R_4}} \quad (150)$$

2.19 Oscilátor harmonického signálu

Generátor signálu s harmonickým průběhem výstupního napětí lze zkonstruovat mnoha způsoby. Pokud však potřebujeme dosáhnout velmi malého zkreslení výstupního signálu, je stále nejvhodnější použít klasický oscilátor RC. Tyto oscilátory snadno dosahují výstupního napěťového zkreslení v řádu setin až tisícín procenta. V oscilátorech se nejčastěji používá Wienův člen, který je zobrazen na obr 32. Největší přenos ($A = \frac{1}{3}$) má tento člen na kmitočtu

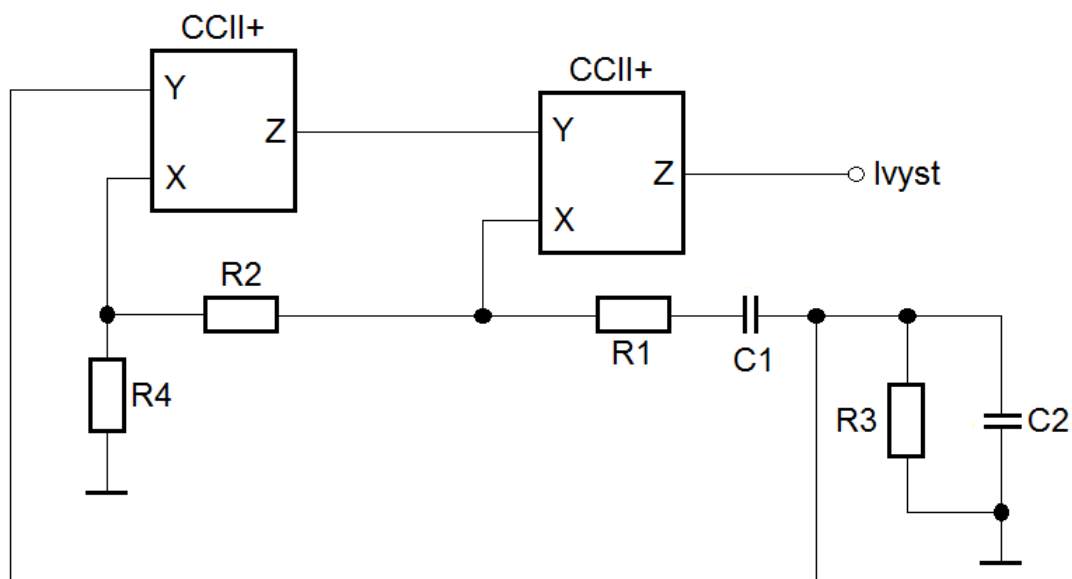
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (151)$$

na kmitočtech vyšších nebo nižších se přenos zmenšuje. Na kmitočtu f_0 je také výstupní signál ve fázi se vstupním signálem.



Obrázek 32: Wienův člen

Na obr. 33 je znázorněn oscilátor v proudovém módu využívající dva CCII+ a konvenční Wienův člen. Rezistory R_2 a R_2 nastavují zesílení neinvertujícího zesilovače, což je standartní blok WBO. Díky duálnímu použití CCII+, je možné mít nejen napěťový, ale také proudový výstup. [7]



Obrázek 33: Oscilátor s Wienovým členem založený na CCII+

Charakteristická rovnice tohoto obvodu je:

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_3 R_4 + s (C_1 R_1 R_4 + C_2 R_3 R_4 - C_1 R_2 R_3) + R_4 = 0 \quad (152)$$

Oscilační podmínky (OP) a oscilační frekvence (OF) jsou následující:

$$\text{OP: } \frac{R_2}{R_4} \geq \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_2}{C_1} \quad (153)$$

$$\text{OF: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_3}} \quad (154)$$

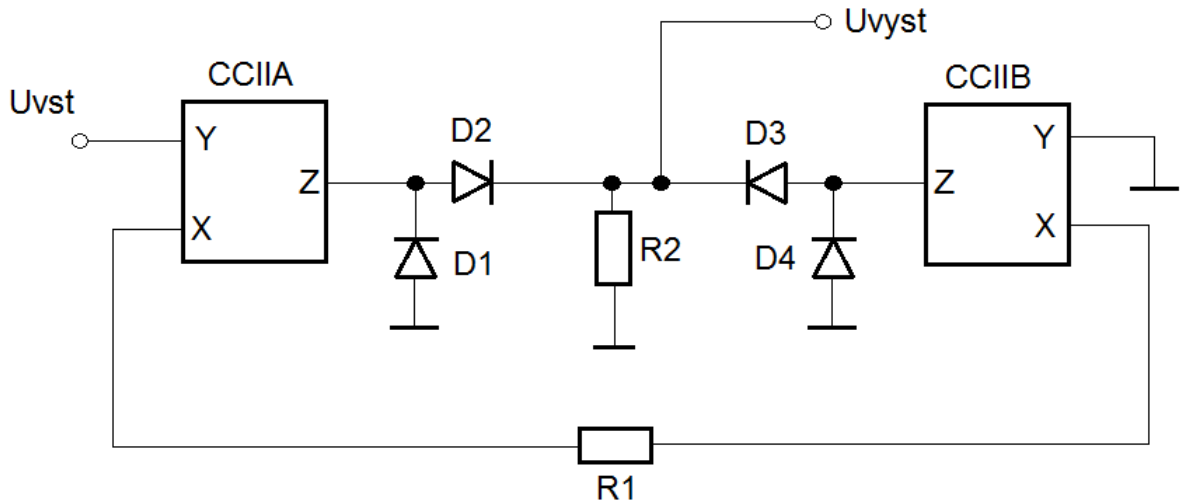
Pod podmínkami $C_1 = C_2 = C$ a $R_1 = R_3 = R$, OP a OF mohou být zjednodušeny do forem

$$\text{OP: } \frac{R_2}{R_4} \geq 2 \quad (155)$$

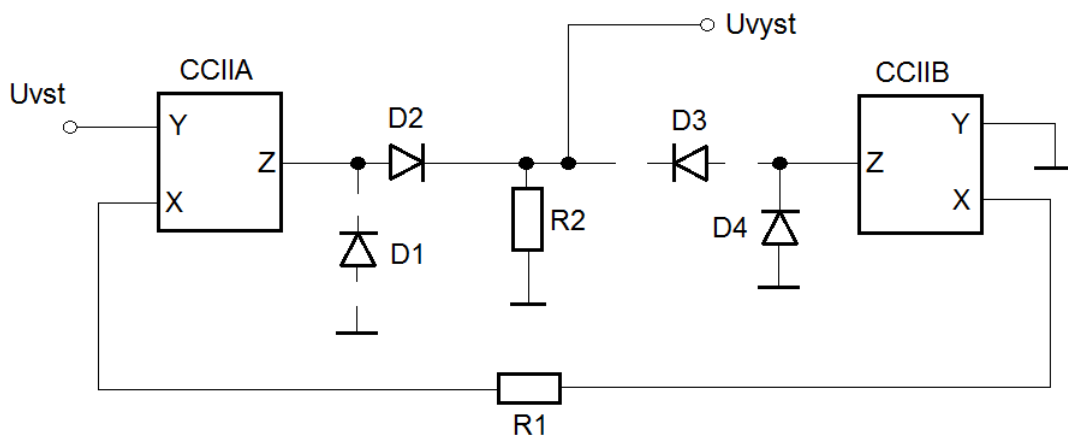
$$\text{OF: } \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (156)$$

2.20 Operační usměrňovač

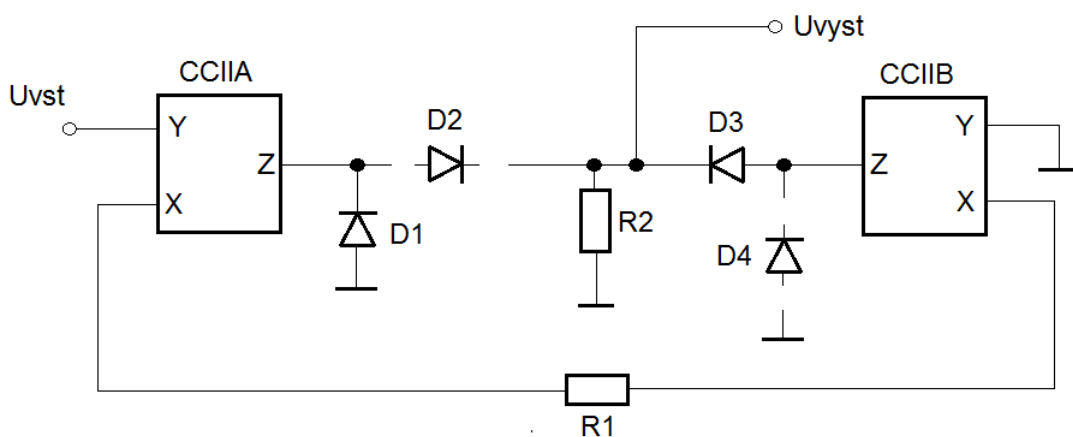
Přesný operační usměrňovač se dá jednoduše zkonstruovat při použití dvou CCII, jak je zobrazeno na obr.34. Obvod funguje následovně: oba CCII představují diferenční V-I převodníky tak, že během kladného vstupního cyklu hodnoty proudů $\frac{U_{VST}}{R_1}$ protékají ze svorky Z prvního CCII označeného jako CCIIA a vtékají do druhého CCII označeného jako CCIIB, čímž aktivní jsou pouze diody D_2 a D_4 . Protože D_2 je aktivní, proud ze svorky Z konveje CCIIA teče do rezistoru R_2 , zanechávající $U_{VYST} = U_{VST}$. Schéma kladného vstupního cyklu je naznačeno na obr. 35. Během záporného vstupního cyklu jsou aktivní pouze diody D_1 a D_3 , čímž výstupní proud konveje CCIIB je veden do R , zanechávající $U_{VYST} = U_{VST}$. Schéma záporného vstupního cyklu je naznačeno na obr. 36. [13], [1]



Obrázek 34: Precizní usměrňovač využívající proudových konveje



Obrázek 35: Pozitivní cyklus precizního usměrňovače s proudovými konvejory



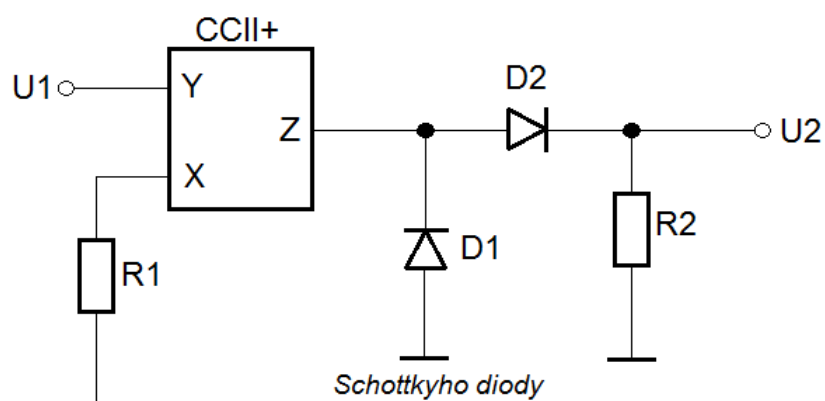
Obrázek 36: Negativní cyklus precizního usměrňovače s proudovými konvejory

Jednocestný usměrňovač je na obr. 37. Pro U_1 kladné protéká bránou X proud $I_1 = U_1/R_1$ a proto $I_Z = U_1/R_1$ protéká diodou D1:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1 \quad (157)$$

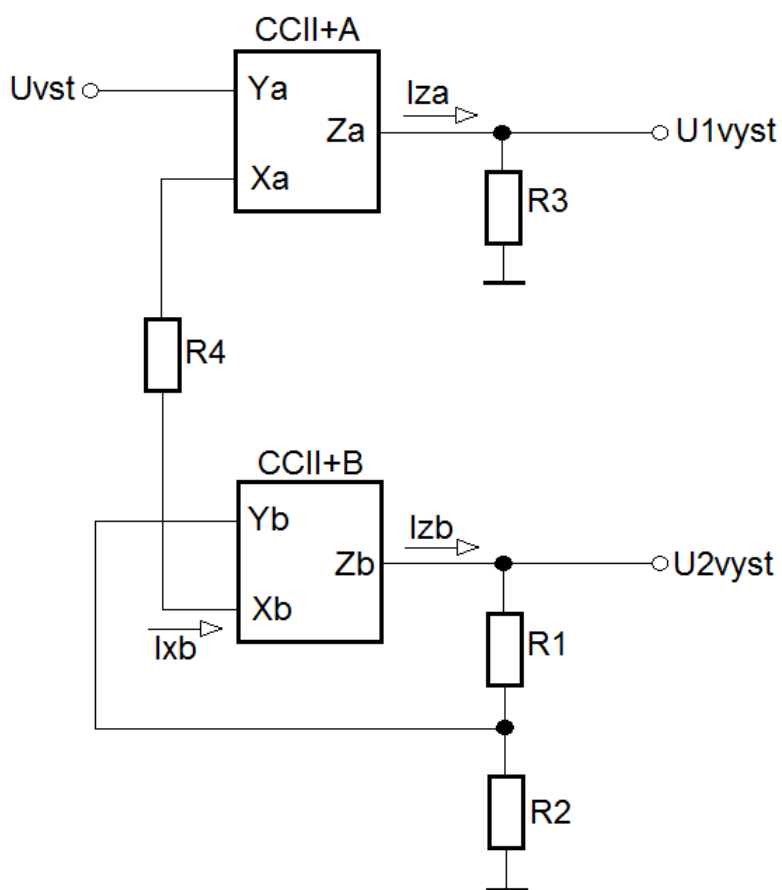
Pro U_1 záporné protéká proud $I_Z = U_1/R_1$ diodou D2, napětí $U_2 = 0$.

[1]



Obrázek 37: Jednocestný usměřňovač

2.21 Komparátor



Obrázek 38: Neinvertující a invertující hysteretní komparátor se dvěma CCII+

Ze zapojení neinvertujícího hysterezního komparátoru s operačním zesilovačem může být odvozen odvodit neinvertující, nebo invertující, zapojení hysterezního komparátoru s CCII+. Zapojení na obr. 38 kombinuje dvě varianty. Část obvodu obsahující $CCII+_A$ reprezentuje neinvertující hysterezní komparátor, zatímco část obvodu obsahující $CCII+_B$ reprezentuje invertující hysterezní komparátor. Výstupní napětí U_{VYST1} je výstupem neinvertujícího hysterezního komparátoru a výstupní napětí U_{VYST2} je výstup invertujícího hysterezního komparátoru. K popisu činnosti a určení hodnoty pozitivního srovnávacího napětí $+U_P$ a hodnoty negativního srovnávacího napětí $-U_N$ z obr. 38 začneme u vědomostí o CCII+ v obvodu AD844 z obr. 7. Nejdůležitějším parametrem je rozsah transimpedance tvořený paralelním zapojením odporu R_t a kapacity C_t . Tyto elementy tvoří impedanci na výstupní svorce Z. Výstupní odpor R_x nízkooimpedanční svorky X by se také měla vzít v úvahu. Uvažujme, že výstupní napětí U_{OUT1} může nabývat hodnot $+U_{VYSTsAT}$ nebo $-U_{VYSTsAT}$ s výstupním napětím U_{OUT2} , které bude vždy nabývat opačných hodnot. Uvažujme, že výstupní napětí U_{VYST2} konveju $CCII+_B$ má maximální pozitivní úroveň, tzn. $U_{OUT2} = +U_{VYSTsAT}$, v tom případě napětí $+U_P$ na svorce Y proudového konveju $CCII+_B$ je dáno vztahem:

$$+U_P = +U_{VYSTsAT} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = +U_{VYSTsAT} \beta \quad (158)$$

Na druhou stranu, pokud výstupní napětí U_{VYST2} konveju $CCII+_B$ bude mít minimální negativní úroveň, $U_{OUT2} = -U_{VYSTsAT}$, pak napětí na svorce Y je dáno vztahem:

$$-U_P = -U_{VYSTsAT} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -U_{VYSTsAT} \beta \quad (159)$$

Z definice proudového konveju plyne, že $U_X = U_Y$. A proto proud tekoucí do svorky X může být vjádřen jako:

$$I_X = \frac{U_{VST} - U_{VYSTsAT} \beta}{\beta} 2R_X + R_4 \quad (160)$$

Jak plyne dál z definice proudového konveju, výstupní proud konveju $CCII+_A$ je $I_{ZA} = I_X$ a výstupní proud konveju $CCII+_B$ je $I_{ZB} = -I_X$. Výstupní napětí konveju $CCII+_A$ je pak dáno vztahem:

$$U_{ZA} = U_{VYST1} = \frac{U_{1VST} - U_{1VYSTsAT} \beta}{2R_X + R_4} \frac{R_t}{1 + sR_t C_t} \quad (161)$$

kde $s = j\omega$, kdežto ω je úhlový kmitočet. Zjednodušený vztah může být získán ve formě:

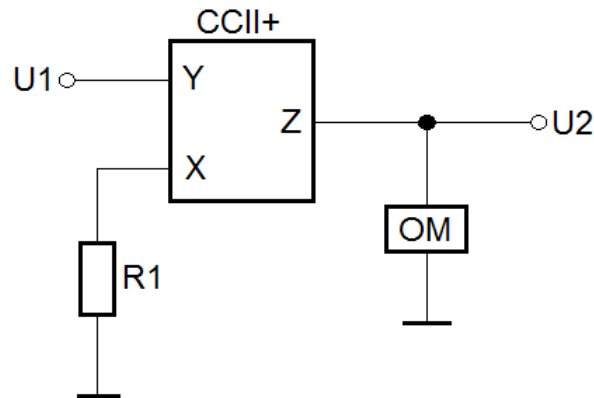
$$U_{ZA} = U_{VYST1} = \frac{R_t}{2R_X + R_4} (U_{VST} \mp U_{VYSTsAT} \beta) \quad (162)$$

$$U_{ZB} = U_{VYST2} = \frac{R_t}{2R_X + R_4} (U_{VST} \mp U_{VYSTsAT} \beta) \quad (163)$$

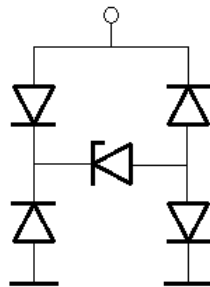
kde záporné znaménko "-" a kladné znaménko "+" v kulatých závorkách značí stav výstupního napětí komparátoru U_{VYST1} a U_{VYST2} . Pokud $U_{VYST1} = -U_{VYSTsAT}\beta$ pak $U_{VYST2} = +U_{VYSTsAT}\beta$, a pokud $U_{VYST1} = +U_{VYSTsAT}\beta$ pak $U_{VYST2} = -U_{VYSTsAT}\beta$. Po nastavení výstupních hodnot konvejeoru na $U_{VYST1} = -U_{VYSTsAT}\beta$ a $U_{VYST2} = +U_{VYSTsAT}\beta$, vstupní napětí U_{1N} musí klesnout pod hodnotu $-U_{VYSTsAT}\beta$. Hystereze komparátoru je definována jako rozdíl mezi pozitivní a negativní srovnávací úrovní vstupního napětí, a proto je dána vztahem 164. [14]

$$h = +U_P - (-U_N) = +U_{VYSTsAT}\beta - (-U_{VYSTsAT}\beta) = 2\beta U_{OUTsAT} \quad (164)$$

Jako doplnění je uvedeno schéma jednoduchého komparátoru 39 s omezovačem. Vnitřní zapojení diod omezovače je uvedeno na schématu 40.



Obrázek 39: Komparátor s omezovačem

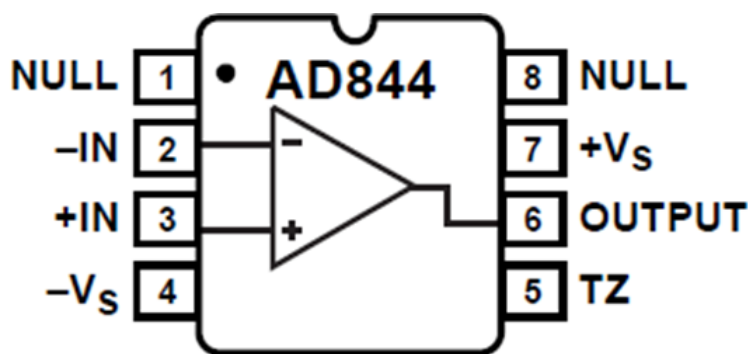


Obrázek 40: Schéma omezovače z 39

3 Experimentální ověření vybraných zapojení

Tato část bakalářské práce se zabývá experimentálním ověřením vybraných zapojení z druhé kapitoly. Konkrétně se pak jedná o invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby, neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby, invertující integrátor, neinvertující integrátor a proudový zesilovač. Všechny obvody byly zapojeny na nepájivém poli a byly napájeny patnácti volty laboratorním zdrojem *Diametral P230R51D*. Pro dynamické nastavení špičkového napětí a šířky pásma byl použit funkční generátor *Agilent 33210A*. Měřené veličiny byly snímány dvoukanálovým osciloskopem *Tektronix TDS 2002B* a voltmetrem *Mastech M3900*. Vzhledem k tomu, že CCII+ nejsou dostupné jako elektrotechnické součástky, byl použit integrovaný odpor AD844, jehož součástí je právě CCII+. AD844 byl použit ve své osmi pinové verzi, kterou můžete vidět na obr. 41. Bránu Y CCII+ představuje PIN3, bránu X představuje PIN2 a bránu Z představuje PIN5 IO AD844.

Veškeré grafy, tabulky hodnot a sejmuté snímky z osciloskopu jsou uvedeny v příloze bakalářské práce.



Obrázek 41: Osmi pinová verze IO AD844

3.1 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

U tohoto zapojení byla měřena odezva na harmonický signál a následně statická převodní charakteristika. Odezvy na harmonický signál pro napěťové zesílení $A_U = 1$ a $A_U = 10$ jsou zobrazeny v grafu 11. Statická převodní charakteristika je rovněž uvedena v grafu 12. Schéma invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby je na obr. 16. Hodnoty rezistorů byly voleny na základě vztahu pro napěťové zesílení 41. Pro napěťové zesílení $A_U = 1$ měly oba rezistory R_1 a R_2 stejnou hodnotu, a to $1k\Omega$. Pro napěťové zesílení $A_U = 10$ byla hodnota rezistoru R_1 zvolena $1k\Omega$ a hodnota rezistoru R_2 byla zvolena $10k\Omega$. Napětí špička-špička U_{1PP} bylo přivedeno na kanál 1 osciloskopu a mělo hodnotu 384 mV. Jako spodní kmitočtová hranice byla zvolena frekvence 100 Hz a horní kmitočtová hranice byla zvolena 3 MHz. Tyto kmitočtové hranice byly zvoleny vzhledem k parazitním vlivům, které vznikly na nepájivém poli a také díky použití frekvenčně nekompenzované sondy.

Z přiloženého grafu 11 jde vidět, že napěťové zesílení A_U konvejeoru CCII+ v IO AD844 má velmi dobré kmitočtové vlastnosti. Poklesu zesílení nastává až při kmitočtech vyšších než 1 MHz. Při zesílení $A_U = 1$ byl patrný pokles až v kmitočtech vyšších než 5 MHz, které již nebyly ve zvoleném měřeném kroku. Tohoto jevu je možné si všimnout také v přiložených obrázcích sejmutých z osciloskopu 1 a 2, kde je patrné, že pro $A_U = 1$ se při kmitočtu 100 Hz a 3 MHz se napětí U_{2PP} téměř nezměnilo. Naopak tomu je právě u grafů 3 a 4 napěťového zesílení $A_U = 10$, kde je pokles v amplitudě patrný.

Při analýze grafu statické převodní charakteristiky 12 bylo zjištěno, že při vstupním napětí $U_1 = 1,5V$ docházelo k saturaci pro napěťové zesílení $A_U = 10$. Jinými slovy pro U_d v rozmezí $-1,5V$ až $1,5V$ má obvod na obr. 16 zesílení $A_U = R_2/R_1 = 10$. Pro ostatní napětí už obvod přestává zesilovat, jelikož nemůže přesáhnout hodnoty U_{CC}^+ a U_{CC}^- . Pro napěťové zesílení $A_U = 1$ obvod zesiluje pro všechna měřená napětí.

Po přivedení obdelníkového signálu byla umožněna analýza zpoždění obvodu vůči vstupnímu signálu. Obvod se opět choval velmi dobře i při vysokých kmitočtech. Nicméně pro napěťové zesílení $A_U = 10$ byl již patrný zpoždění při kmitočtu 1 MHz.

3.2 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

Měření probíhalo stejně jako měření invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby. Odezvy na harmonický signál pro napěťové zesílení $A_U = 1$ a $A_U = 10$ jsou zobrazeny v grafu 23. Graf statické převodní charakteristiky je uveden zde 24. Schéma neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby je na obr. 15. Hodnoty rezistorů byly voleny na základě vztahu pro napěťové zesílení 33. Obdobně jako u invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby byly hodnoty rezistorů pro napěťové zesílení $A_U = 1$ zvoleny pro oba rezistory stejné, a to $1k\Omega$. Pro $A_U = 10$ byly hodnoty rezistorů zvoleny následovně, $R_1 = 1k\Omega$ a $R_2 = 10k\Omega$. Napětí U_{1PP} přivedené na kanál 1 osciloskopu mělo hodnotu 404 mV. Kmitočtové hranice byly opět voleny vzhledem k parazitním vlivům. Spodní kmitočtová hranice byla zvolena 100 Hz a horní kmitočtová hranice byla zvolena 3 MHz.

Z přiloženého graf 23 bylo vypořováváno, že obvod se chová téměř totožně jako invertující napěťový zesilovač. Pro napěťové zesílení $A_U = 10$ nastává pokles zesílení obdobně jako u předchozího zapojení až při kmitočtech vyšších než 1 MHz a pro napěťové zesílení $A_U = 1$ nastává pokles až mimo měřený rozsah. Tyto ztráty můžeme obdobně pozorovat na přiložených obrázcích sejmutých z osciloskopu.

Na grafu statické převodní charakteristiky byla vypořovávána saturace pro napěťové zesílení $A_U = 10$. Obvod měl nejlepší zesilovací vlastnosti v rozmezí $-1,5V$ až $1,5V$. Pro napěťové zesílení $A_U = 1$ obvod zesiluje pro všechna měřená napětí.

Po přivedení obdelníkového signálu bylo opět patrné zpoždění při kmitočtu 1 MHz pro $A_U = 10$. Pro jednotkové zesílení tento jev nenastal. Nicméně byly vypořovávány zákmity na kmitočtech 100 kHz a 1 MHz, což bylo způsobeno nedostatečnou korekční kapacitou obvodu.

3.3 Invertující integrátor

Schéma invertujícího integrátoru je na obr. 27. Střední kmitočet byl zjištěn měřením a má hodnotu 3,2 kHz. Obrázek průběhu invertujícího integrátoru při středním kmitočtu je uveden v příloze 25. Hodnota odporu R byla zvolena 5,1 k Ω a hodnota kondenzátoru C byla zvolena 10 nF. Střední kmitočet byl pro ověření vypočten ze vztahu $f_I = \frac{1}{2\pi RC}$, což se po dosazení rovná 3,12 kHz. Perioda T byla 312,2 μ s, ΔT byla změřena kurzorem osciloskopu a měla hodnotu 78 μ s, jak je vidět na obr. 26. Díky těmto hodnotám byl vypočítán fázový posuv pomocí vztahu $\varphi = \frac{\Delta T}{T} 360 [^\circ]$. Hodnota φ byla tedy 89,4°. Z toho plyne, že výstupní signál na kanálu 2 osciloskopu je posunut o 89,94°. Z této hodnoty plyne, že obvod integruje správně.

Na obr. 27 je odezva invertujícího integrátoru na obdelníkový signál, na které bylo vypořádáno tvarové zkreslení na výstupu, které se dá přirovnat k trojúhelníkovému průběhu napětí. To je způsobeno tím, že se kondenzátor nestačí nabíjet a vybíjet, čímž se snižuje difference bodů maxima a minima.

Na obr. 28 a 29 jsou přiloženy grafy logaritmicko amplitudové charakteristiky a frekvenční fázové charakteristiky. Tyto charakteristiky byly vytvořeny na základě dat z tabulky 5. Mezní kmitočet byl vypočten dle vztahu $f_{mez} = \frac{1}{2\pi RC}$ a jeho hodnota je $f_{mez} = 3120$ Hz, což odpovídá nejvyššímu bodu v grafu 28. Pro kmitočty nad mezním kmitočtem přenos klesá se sklonem 20 dB/dekádu. Z grafu 29 jde vidět, jak se mění fázový posuv výstupního harmonického signálu se zvyšujícím se kmitočtem.

3.4 Neinvertující integrátor

Schéma neinvertujícího integrátoru je na obr. 26. Střední kmitočet integrátoru byl zjištěn měřením a má hodnotu 3,2 kHz. Obrázek průběhu neinvertujícího integrátoru při středním kmitočtu je uveden v příloze 30. Hodnoty odporu R a kondenzátoru C byly voleny stejné jako u invertujícího integrátoru, čili $R = 5,1$ k Ω a $C = 10$ nF. Střední kmitočet byl opět ověřen ze vztahu $f_I = \frac{1}{2\pi RC}$, což se po dosazení rovná 3,12 kHz. Perioda T byla 312,6 μ s, ΔT byla změřena kurzorem osciloskopu a měla hodnotu 80 μ s, jak je vidět na obr. 26. Díky těmto hodnotám byl vypočítán fázový posuv pomocí vztahu $\varphi = \frac{\Delta T}{T} 360 [^\circ]$. Hodnota φ byla tedy 92,13°. Z toho plyne, že výstupní signál na kanálu 2 osciloskopu je posunut o 92,13°. Z této hodnoty plyne, že obvod integruje správně.

Stejně jako u invertujícího integrátoru bylo vypořádáno tvarové zkreslení, které je vidět na obr. 32. Stejně jako tomu je u invertujícího zapojení, toto zkreslení opticky připomíná trojúhelníkový signál a je způsobeno kondenzátorem, který se nestíhá nabíjet a vybíjet, což vedeno ke snížení difference bodů maxima a minima. Jsou přiloženy grafy logaritmicko amplitudové charakteristiky 33 a frekvenční fázové charakteristiky 34. Tyto charakteristiky byly vytvořeny na základě dat z tabulky 6. Mezní kmitočet byl vypočten dle vztahu $f_{mez} = \frac{1}{2\pi RC}$ a jeho hodnota je stejná jako u invertujícího zapojení, protože byly použity stejné hodnoty R a C . Tento mezní kmitočet odpovídá nejvyššímu bodu v grafu 33. Pro kmitočty nad mezním kmitočtem přenos

3.5 Proudový zesilovač

$$I_{2N} = -\frac{R_a}{R_b} I_1 \quad (165)$$

$$I_{2P} = \frac{R_a}{R_b} I_1 \quad (166)$$

[illegible]

76

Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo vytvořit dokument s komplexním přehledem zapojení s pozitivními proudovými konvejory druhé generace, a následným experimentálním ověřením vybraných zapojení.

Svou bakalářskou práci jsem rozdělil na tři hlavní části. První část bakalářské práce se zabývá teorií proudových konvektorů druhé generace. Ve druhé části bakalářské práce jsem odvozoval návrhové vztahy pro základní zapojení s pozitivními proudovými konvejory druhé generace. Třetí část bakalářské práce spočívala v experimentálním ověření vybraných zapojení.

V první části bakalářské práce je uvedena obecná a univerzální verze proudového konvektoru druhé generace, spolu s charakteristickou maticí napětí a proudů, která definuje vztahy pro jednotlivé vstupní a výstupní brány konvektoru. Jsou zde uvedeny tři modely složitosti a idealizace elektronických obvodů a to ideální model CCII+, rezistivní model CCI+ a kmitočtový model CCII+. Dále jsou zde uvedeny výběry z datasheetů integrovaných obvodů AD844 a OPA860, které právě obsahují tento aktivní funkční blok.

Druhá část spočívala v odvození návrhových vztahů základních zapojení s pozitivními proudovými konvejory druhé generace. Tyto návrhové vztahy jsou napěťové zesílení A_U , vstupní odpor R_{VST} a výstupní odpor R_{VYST} . Při odvozování návrhových vztahů jsem hlavně vycházel z definičních vztahů CCII+. Při řešení těchto elektronických obvodů jsem rovněž využíval základní zákony pro práci s těmito obvody, a to první a druhý Kirchhoffův zákon a Ohmův zákon. Rovněž jsem zde odvodil základní definiční vztahy konvektorů CCII- a ICCII+ realizované dvěma nebo třemi konvejory CCII+. Dále byly tyto zapojení doplněny o filtry (Sallen-Key, KHN a TT), oscilátor harmonického signálu, operační usměrňovače (dvoucestné a jednocestné) a komparátor.

Ve třetí části byly měřeny jedny ze základních zapojení elektronických obvodů, a to invertující a neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby, dále invertující a neinvertující integrátor a posledním měřením zapojením byl proudový zesilovač se symetrickým výstupem. Jelikož CCII+ není komerčně dostupný jako funkční blok, byl použit integrovaný obvod AD844. Pro realizaci obvodů bylo využito nepájivé pole s frekvenčně nekompenzovanou sondou, což se projevilo parazitními vlivy, jenž výrazně omezily možnosti využití frekvenčního pásma. Z grafů, hodnot a obrázků měření jsem zjistil, že ověřované obvody mají velmi dobré dynamické vlastnosti.

Literatura

- [1] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 4. dopl. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-860-5637-6.
- [2] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače: historie a současnost*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-730-0047-4.
- [3] WU, Yi-Ming. *CMOS Current Controlled Conveyor and Tunable IF Filter Application*. Kaohsiung City, 2000. National Sun Yat-sen University.
- [4] JEŘÁBEK, Jan a Kamil VRBA. Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejeoru, ukázka návrhu aplikace. *Elektrorevue* [online]. Ústav telekomunikací, FEKT, VUT v Brně, 2006, 2015-11-19, 2006(41), 1-9 [cit. 2015-11-19]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/analogova-technika-vzajemny-a-d-prevod/45/vybrane-vlastnosti-univerzalniho-proudoveho-konvejeoru-ukazka-navrhu-aplikace/>
- [5] BIOLEK, Dalibor, Kamil VRBA, Josef ČAJKA a Tomáš DOSTÁL. General three-port current-conveyor: A useful tool for network design. *ELECTRICAL ENGINEERING* [online]. VUT v Brně, 2000, **1-2**(51), 1-4 [cit. 2016-04-28]. ISSN 1335-3632. Dostupné z: http://user.unob.cz/biolek/veda/articles/JEE1_200.pdf
- [6] VOTÝPKA, František. Aplikace moderních funkčních bloků v harmonických oscilátorech [online]. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010 [cit. 2016-04-28]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/2297>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Josef Slezák.
- [7] BAJER, Josef, Abhirup LAHIRI a Dalibor BIOLEK. Current-Mode CCII+ Based Oscillator Circuits using a Conventional and a Modified Wien-Bridge with All Capacitors Grounded. *RADIOENGINEERING* [online]. 2011, **20**(1), 1-7 [cit. 2016-04-28]. Dostupné z: http://www.radioeng.cz/fulltexts/2011/11_01_245_251.pdf
- [8] AD844 - 60 MHz, 2000 V/s Monolithic Op Amp. Datasheet, Analog Devices, 2003. Dostupné z: http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/164715713AD844_e.pdf
- [9] OPA860 - Wide Bandwidth OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA) and BUFFER, Texas Instruments, 2005. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symmlink/opa860.pdf>
- [10] DOSTÁL, Tomáš. *Analogové elektronické obvody*. Brno, 2004. VUT Brno.

- [11] FABRE, A. a J. HOULE. Voltage-mode and current-mode Sallen-Key implementations based on translinear conveyors. *IEE Proceedings G - Circuits, Devices and Systems* [online]. 1992, **139**(4), 491-497 [cit. 2016-04-28]. ISSN 0956-3768. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=160074>
- [12] ŠOTNER, Roman a Jiří PETRŽELA. MOŽNOSTI ELEKTRONICKÉHO LADĚNÍ FILTRŮ KHN STRUKTURY S RŮZNÝMI KOMERČNĚ DOSTUPNÝMI AKTIVNÍMI BLOKY. *ELEKTROREVUE* [online]. **2009**(28), 1-15 [cit. 2016-04-28]. ISSN 1213-1539. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/cz/download/moznosti-elektronickeho-ladeni-filtru-khn-struktury-s-ruzny-mi-komercne-dostupnymi-aktivnimi-bloky/>
- [13] TOUMAZOU, C., F. J. LIDGEY a S. CHATTONG. High frequency current conveyor precision full-wave rectifier. *ELECTRONIC LETTERS* [online]. 1994, **30**(10), 1-2 [cit. 2016-04-28]. ISSN 0013-5194. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=289204>
- [14] J., Mišurec a Koton J. Schmitt Trigger with Controllable Hysteresis Using Current Conveyors. *International Journal of Advances in Telecommunications Electrotechnics, Signals and Systems* [online]. 2012, **1**(1), 26-30 [cit. 2016-04-28]. ISSN 1805-5443. Dostupné z: <http://www.ijates.org/index.php/ijates/article/view/9/63>

Seznam priložených obrazku a grafu

1	Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz	85
2	Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz	86
3	Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz	86
4	Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz	87
5	Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz	87
6	Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz	88
7	Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz	88
8	Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz	89
9	Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz	89
10	Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz	90
11	Grafy odezvy harmonického signálu pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$	93
12	Graf statické převodní charakteristiky pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$	93
13	Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz	94
14	Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz	94
15	Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz	95
16	Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz	95
17	Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz	96
18	Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz	96
19	Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz	97

20	Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz	97
21	Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz	98
22	Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz	98
23	Grafy odezvy harmonického signálu pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$	101
24	Graf statické převodní charakteristiky pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$	101
25	Průběh invertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz	102
26	Průběh invertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz s kurzory pro analýzu fázového posuvu	102
27	Průběh integrace invertujícího integrátoru při kmitočtu 10 kHz s periodou 100 μs	103
28	Logaritmicko amplitudová charakteristika invertujícího integrátoru	104
29	Fázová frekvenční charakteristika invertujícího integrátoru	104
30	Průběh neinvertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz	105
31	Průběh neinvertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz s kurzory pro analýzu fázového posuvu	105
32	Průběh integrace neinvertujícího integrátoru při kmitočtu 10 kHz s periodou 100 μs	106
33	Logaritmicko amplitudová charakteristika neinvertujícího integrátoru	107
34	Fázová frekvenční charakteristika neinvertujícího integrátoru	107
35	Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 100 Hz	108
36	Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 1 kHz	108
37	Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 10 kHz	109
38	Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 100 kHz	109
39	Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 1 MHz	110
40	Snímek laboratorního stanoviště	110

Seznam priložených tabulek

1	Naměřené hodnoty invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro statickou převodní charakteristiku	91
2	Naměřené hodnoty invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro odezvu na harmonický signál	92
3	Naměřené hodnoty neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro statickou převodní charakteristiku	99
4	Naměřené hodnoty neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro odezvu na harmonický signál	100
5	Naměřené a vypočtené hodnoty invertujícího integrátoru	103
6	Naměřené a vypočtené hodnoty neinvertujícího integrátoru	106

A Přílohy obrázků, grafů a měření

A.1 Invertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

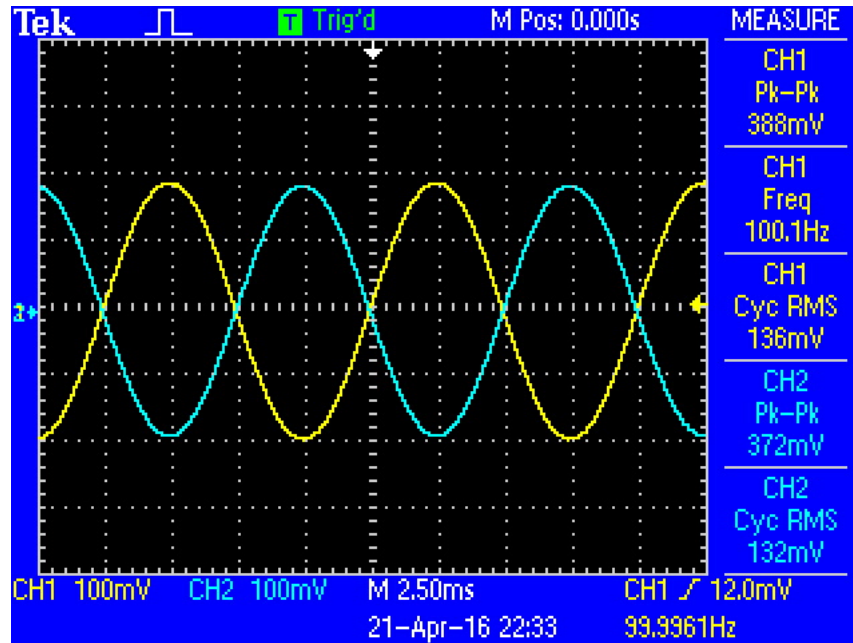


Figure 1: Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz

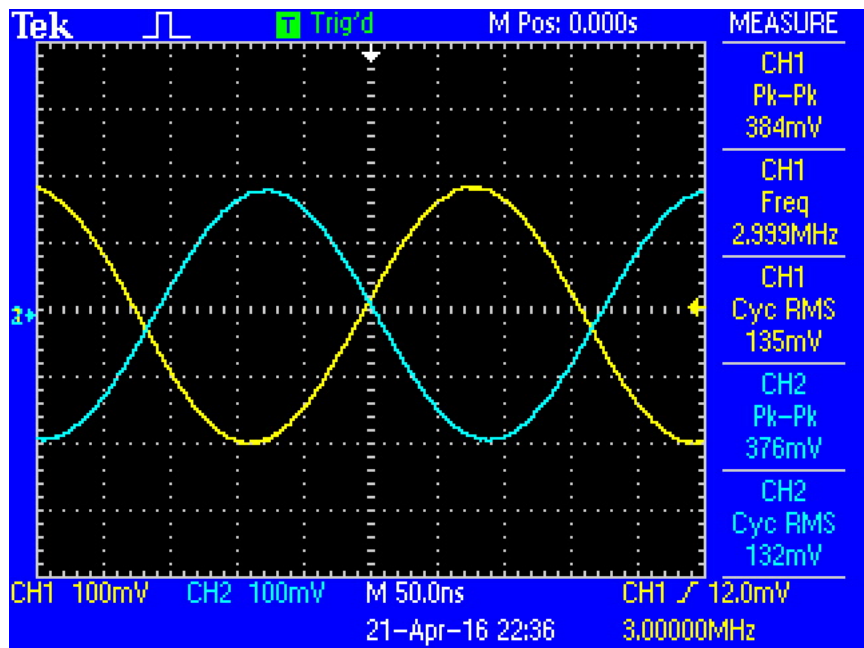


Figure 2: Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz

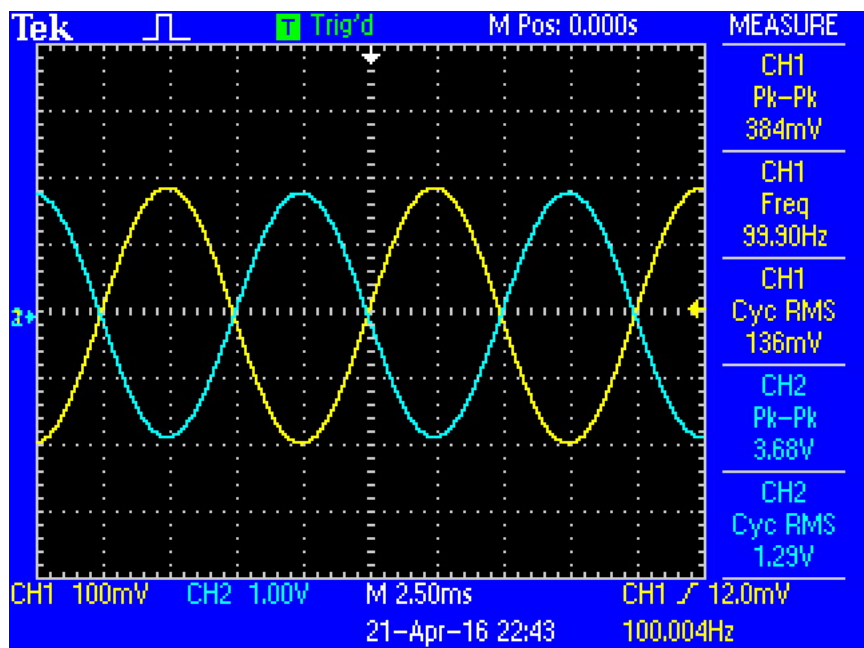


Figure 3: Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz

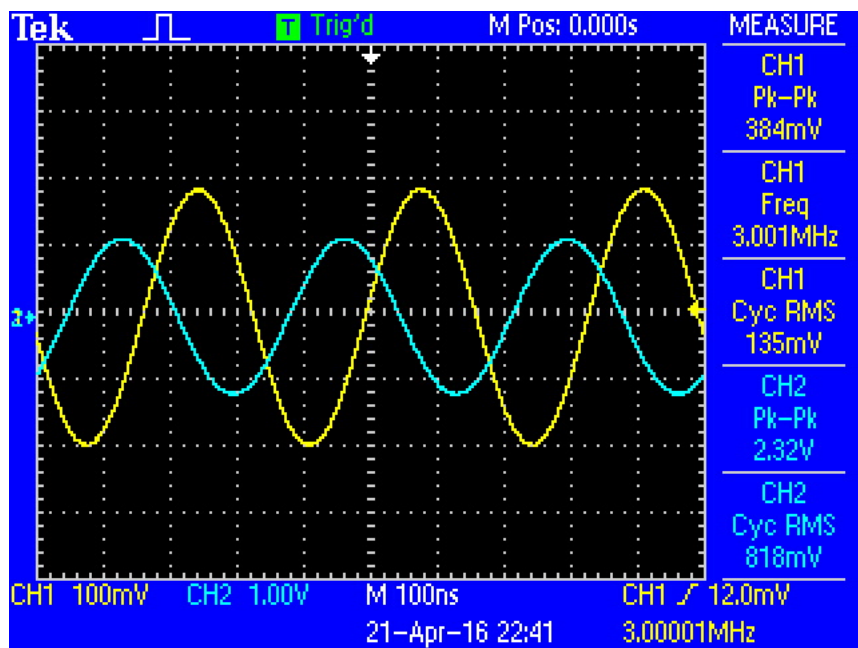


Figure 4: Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz

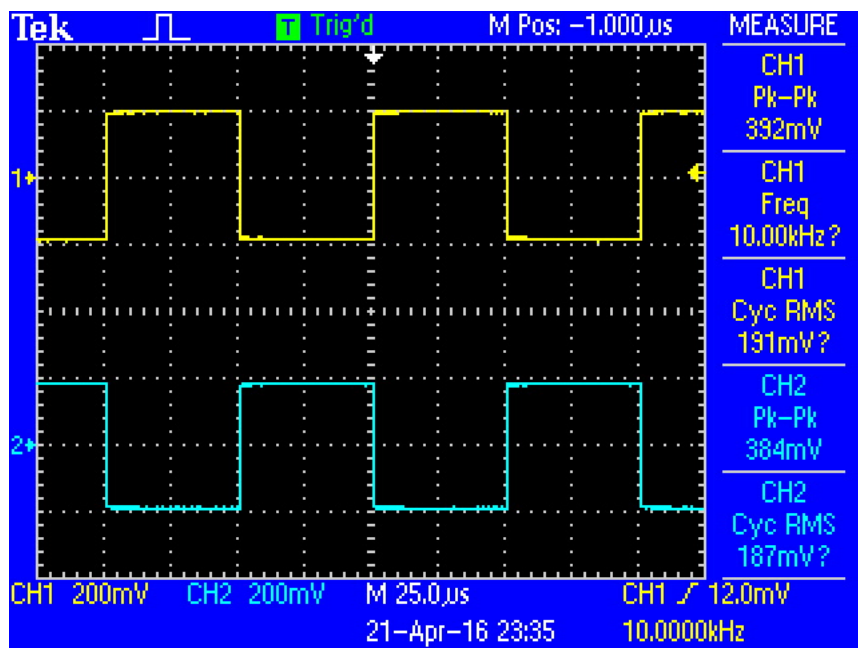


Figure 5: Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz

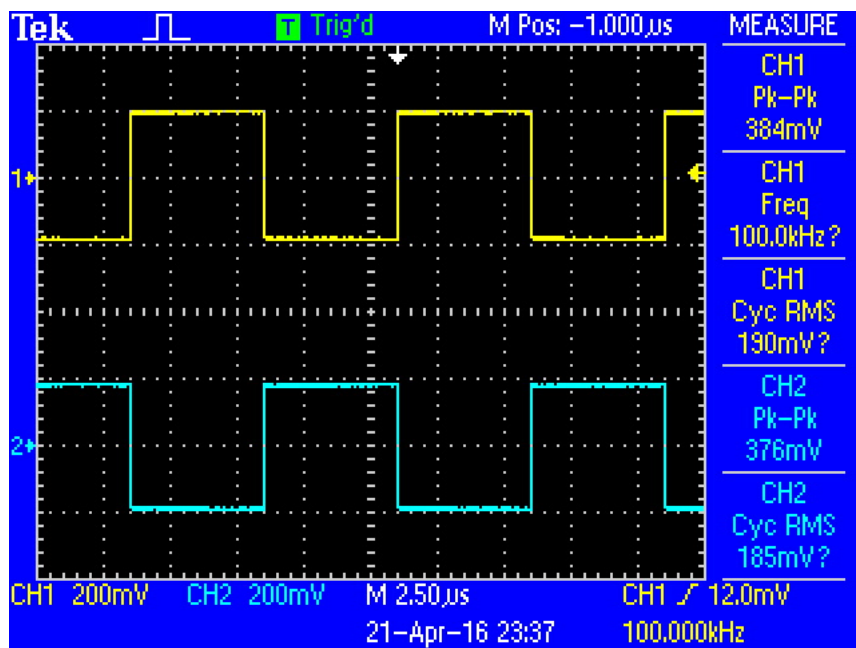


Figure 6: Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz

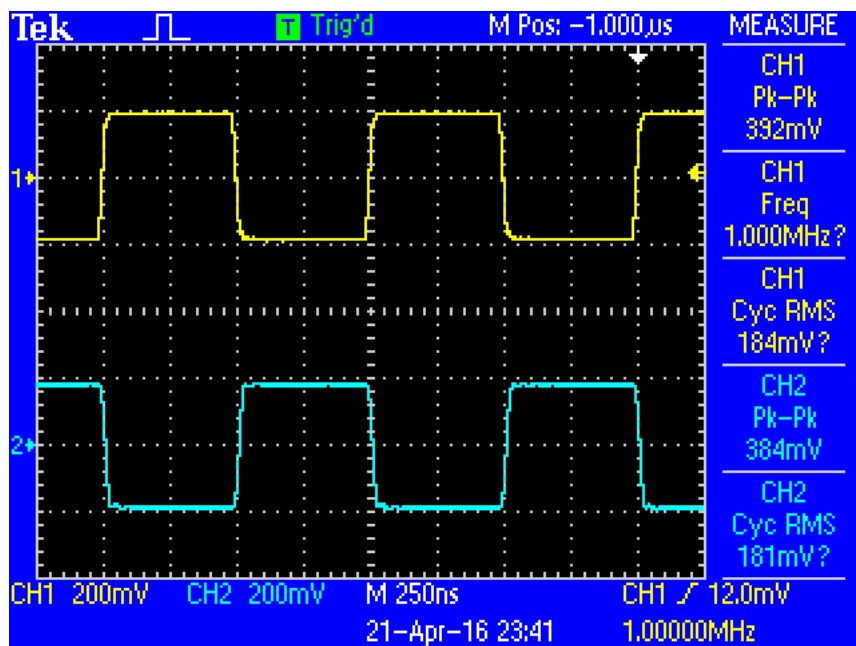


Figure 7: Průběh zesílení $A_U = 1$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz

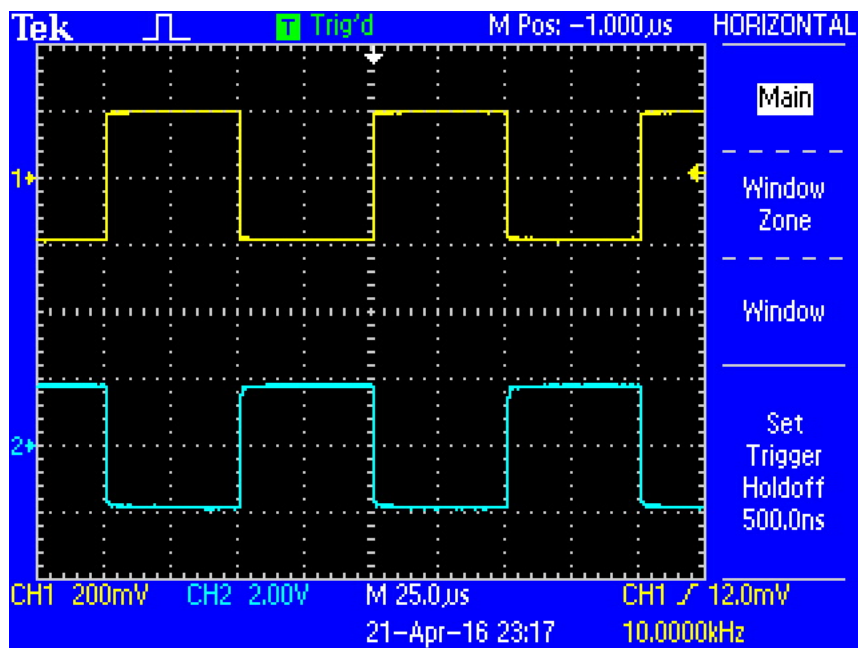


Figure 8: Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz

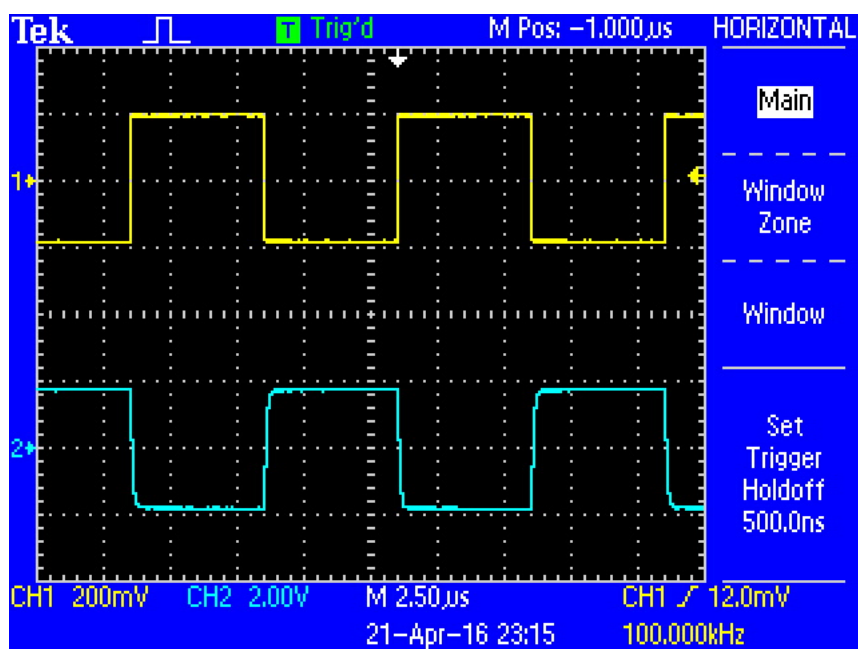


Figure 9: Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz

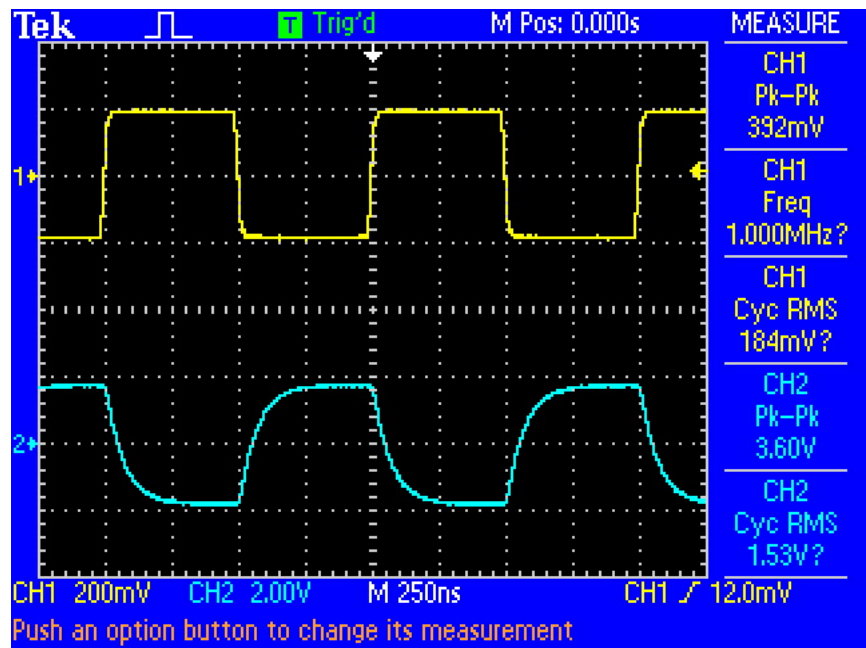


Figure 10: Průběh zesílení $A_U = 10$ invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz

Statická převodní charakteristika							
Kladná větev				Záporná větev			
$A_U = 1$		$A_U = 10$		$A_U = 1$		$A_U = 10$	
U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]
0	-0,0165	0	-0,016	0	-0,016	0	-0,016
0,2	-0,21	0,2	-1,93	-0,2	0,18	-0,2	1,91
0,4	-0,41	0,4	-3,82	-0,4	0,37	-0,4	3,8
0,6	-0,61	0,6	-5,7	-0,6	0,56	-0,6	5,68
0,8	-0,8	0,8	-7,6	-0,8	0,78	-0,8	7,57
1	-1	1	-9,5	-1	0,97	-1	9,48
1,5	-1,48	1,5	-13,26	-1,5	1,46	-1,5	12,86
2	-1,97	2	-13,35	-2	1,94	-2	12,96
2,5	-2,45	2,5	-13,36	-2,5	2,42	-2,5	13
3	-2,91			-3	2,9		
3,5	-3,4			-3,5	3,38		
4	-3,85			-4	3,87		
4,5	-4,32			-4,5	4,35		
5	-4,79			-5	4,81		
5,5	-5,26			-5,5	5,23		
6	-5,73			-6	5,6		

Table 1: Naměřené hodnoty invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro statickou převodní charakteristiku

Odezva na harmonický signál		
f [Hz]	$A_U = 10$	$A_U = 1$
	U_{2PP} [V]	U_{2PP} [V]
100	3,68	0,372
300	3,68	0,372
500	3,68	0,372
800	3,76	0,372
1000	3,74	0,376
3000	3,74	0,38
5000	3,74	0,384
8000	3,74	0,38
10000	3,74	0,38
30000	3,7	0,38
50000	3,7	0,38
80000	3,7	0,38
100000	3,7	0,38
300000	3,68	0,38
500000	3,64	0,38
800000	3,54	0,38
1000000	3,42	0,38
2000000	2,84	0,376
3000000	2,32	0,376

Table 2: Naměřené hodnoty invertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro odezvu na harmonický signál

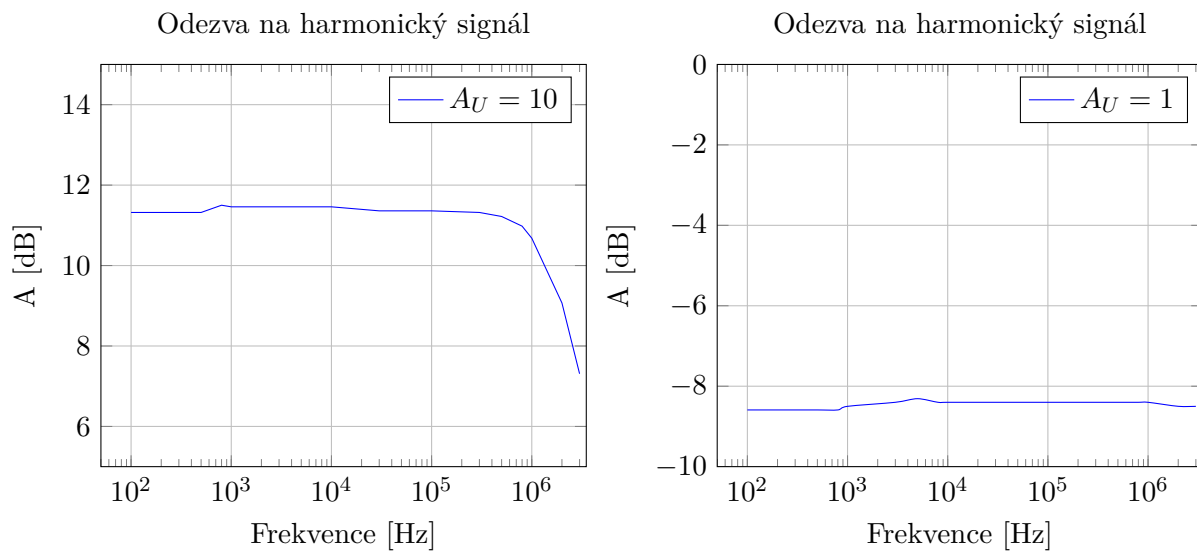


Figure 11: Grafy odezvy harmonického signálu pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$

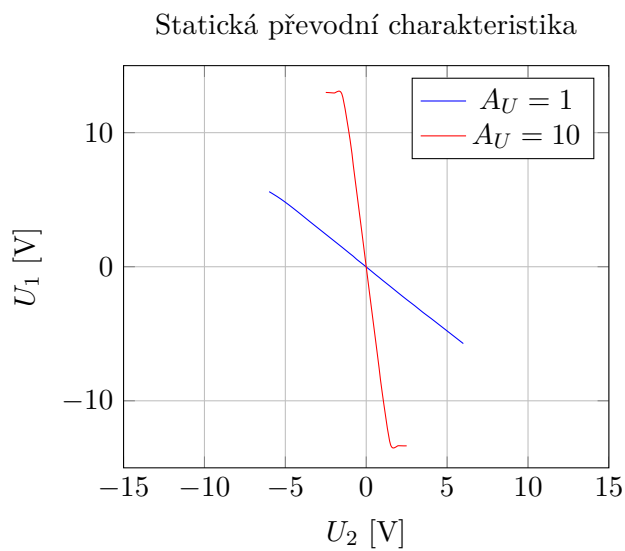


Figure 12: Graf statické převodní charakteristiky pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$

A.2 Neinvertující napěťový zesilovač bez zpětné vazby

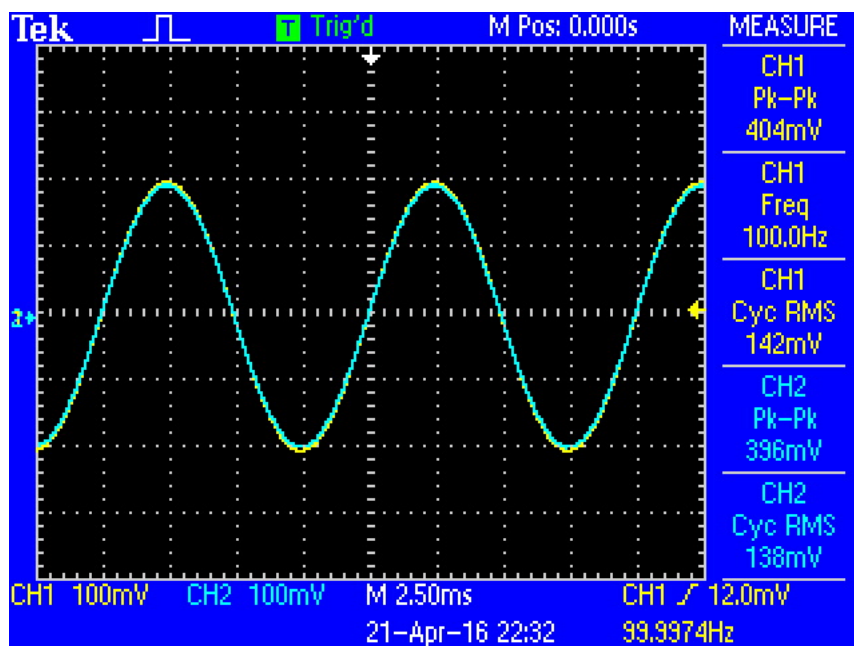


Figure 13: Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz

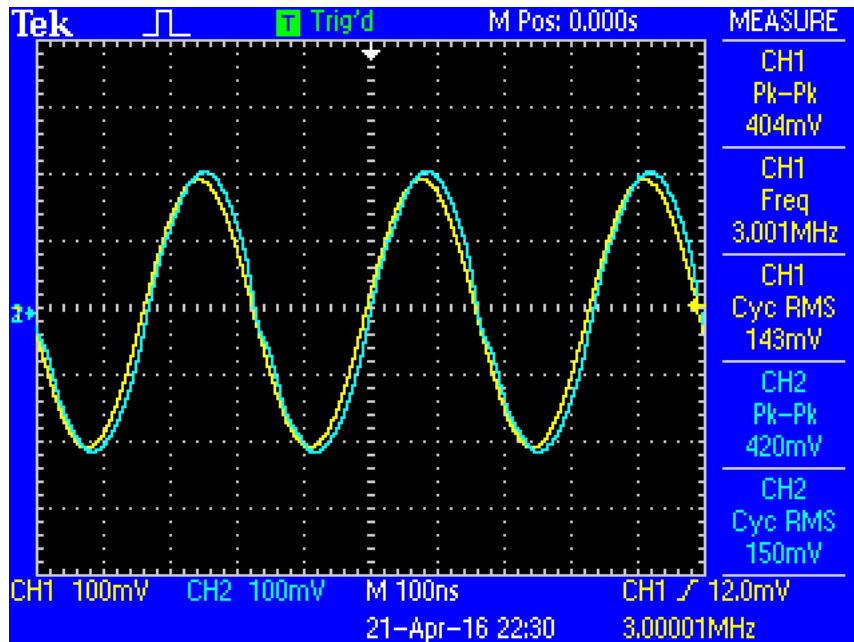


Figure 14: Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz

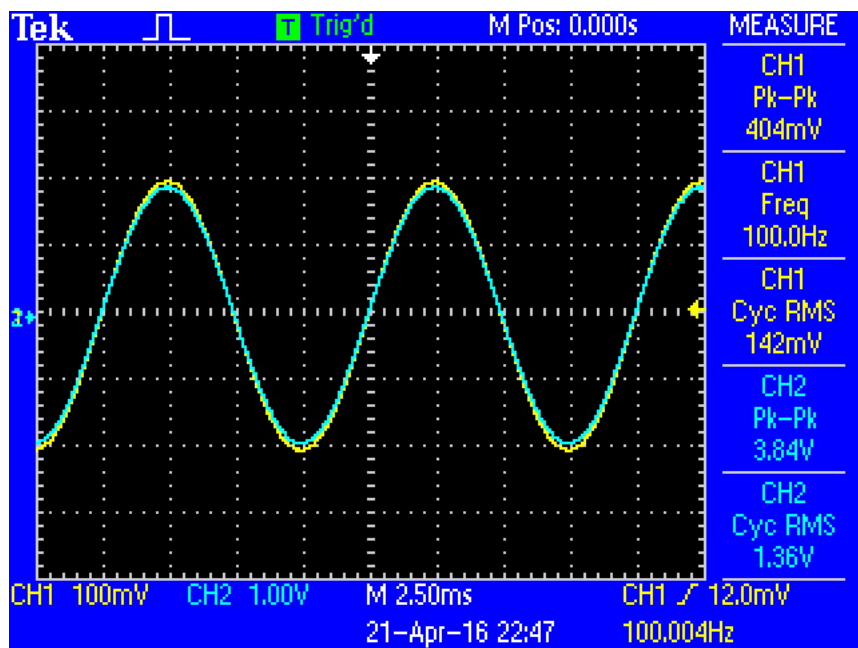


Figure 15: Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 100 Hz

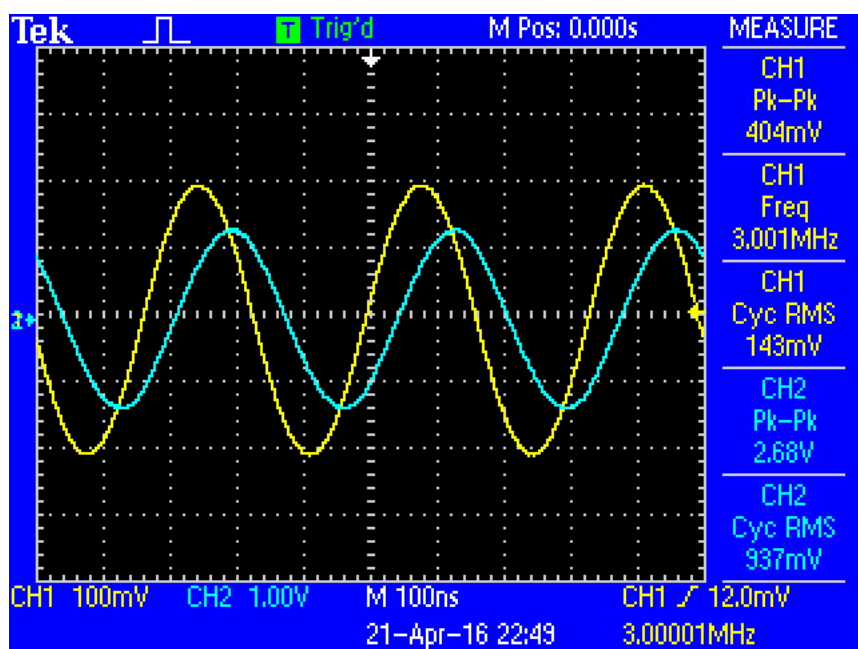


Figure 16: Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení harmonického signálu s frekvencí 3 MHz

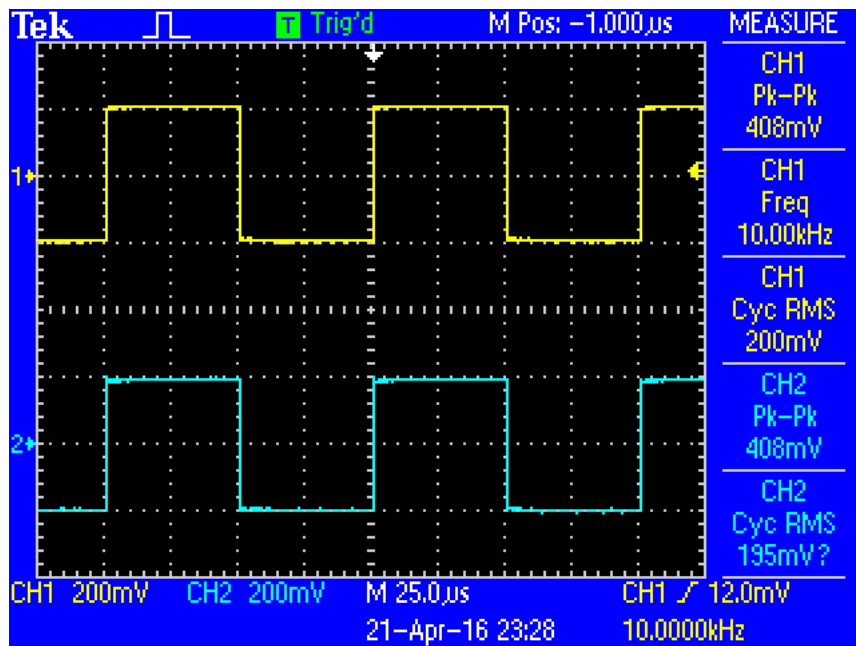


Figure 17: Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz

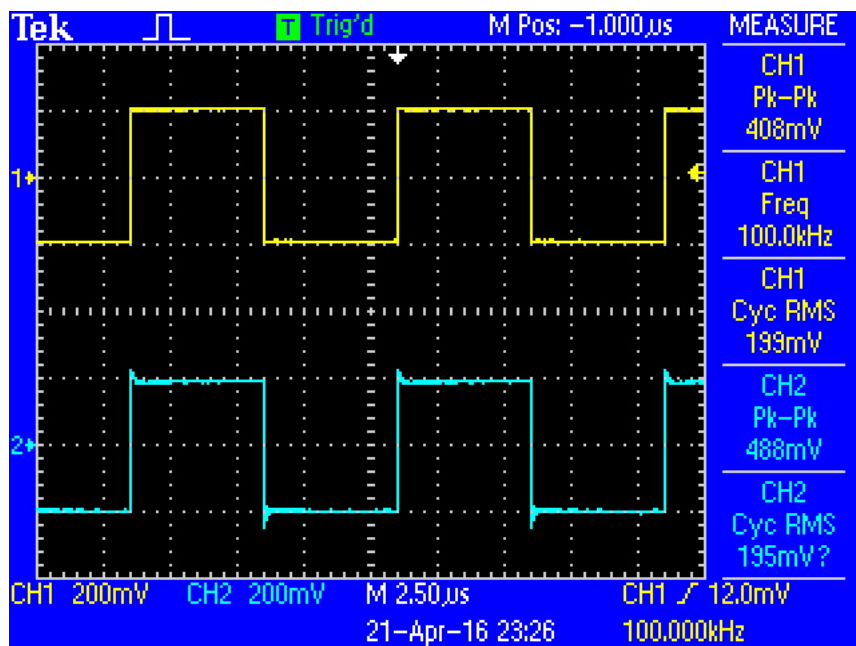


Figure 18: Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz

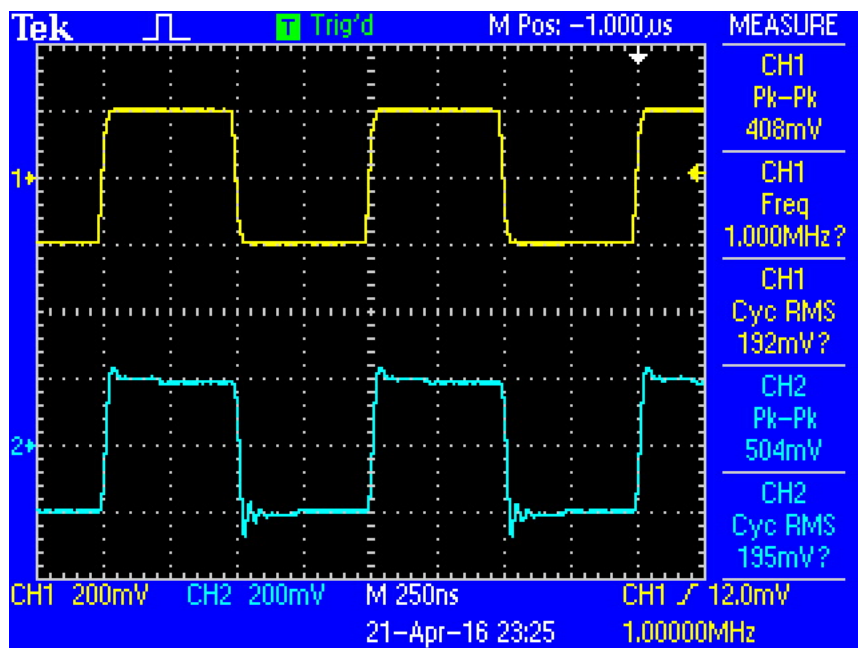


Figure 19: Průběh zesílení $A_U = 1$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz

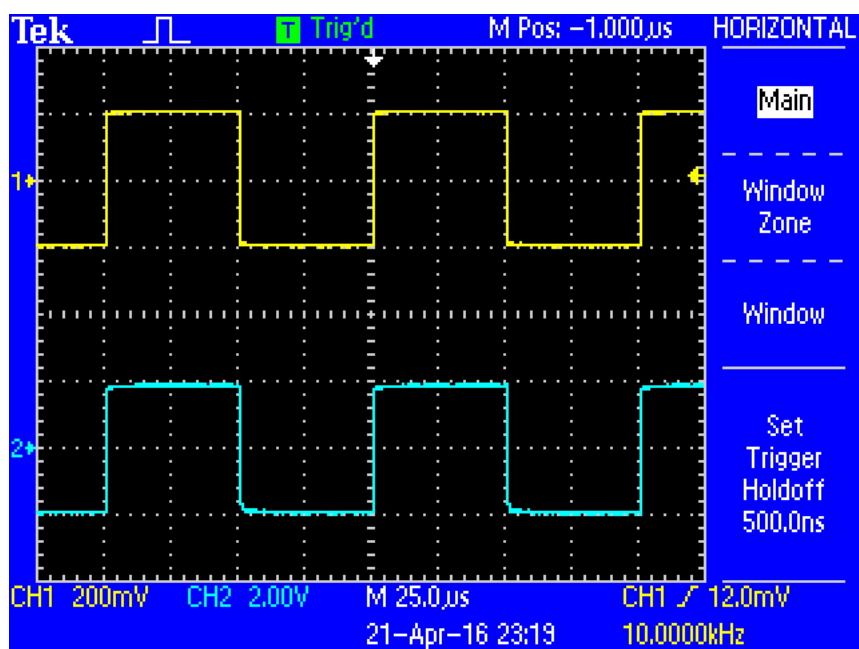


Figure 20: Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 10 kHz

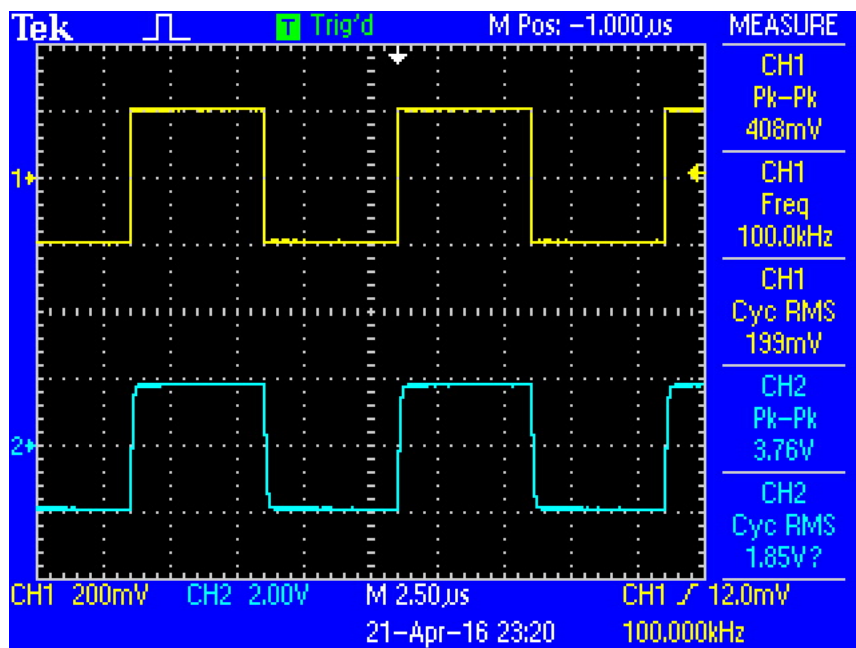


Figure 21: Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 100 kHz

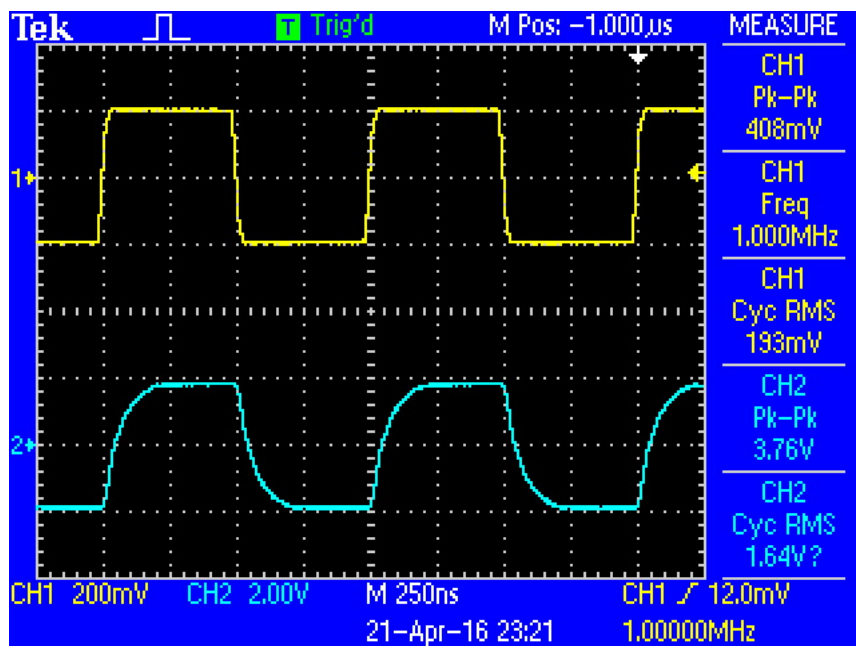


Figure 22: Průběh zesílení $A_U = 10$ neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby po přivedení obdelníkového signálu s frekvencí 1 MHz

Statická převodní charakteristika							
Kladná větev				Záporná větev			
$A_U = 1$		$A_U = 10$		$A_U = 1$		$A_U = 10$	
U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]	U_1 [V]	U_2 [V]
0	0,0164	0	-0,018	0	0	0	0
0,2	0,185	0,2	1,94	-0,2	-0,22	-0,2	-1,94
0,4	0,37	0,4	3,8	-0,4	-0,41	-0,4	-3,81
0,6	0,58	0,6	5,67	-0,6	-0,61	-0,6	-5,7
0,8	0,77	0,8	7,56	-0,8	-0,81	-0,8	-7,6
1	0,97	1	9,53	-1	-1	-1	-9,48
1,5	1,46	1,5	12,85	-1,5	-1,49	-1,5	-13,27
2	1,96	2	12,96	-2	-1,98	-2	-13,35
2,5	2,42	2,5	12,99	-2,5	-2,45	-2,5	-13,37
3	2,97			-3	-2,92		
3,5	3,4			-3,5	-3,39		
4	3,9			-4	-3,86		
4,5	4,36			-4,5	-4,33		
5	4,86			-5	-4,8		
5,5	5,25			-5,5	-5,26		
6	5,6			-6	-5,73		

Table 3: Naměřené hodnoty neinvertujícího napětového zesilovače bez zpětné vazby pro statickou převodní charakteristiku

Odezva na harmonický signál		
f [Hz]	$A_U = 10$	$A_U = 1$
	U_{2PP} [V]	U_{2PP} [V]
100	3,84	0,372
300	3,84	0,372
500	3,84	0,372
800	3,84	0,372
1000	3,84	0,376
3000	3,88	0,38
5000	3,88	0,384
8000	3,88	0,38
10000	3,88	0,38
30000	3,88	0,38
50000	3,88	0,38
80000	3,88	0,38
100000	3,84	0,38
300000	3,84	0,38
500000	3,8	0,38
800000	3,72	0,38
1000000	3,62	0,38
2000000	2,14	0,376
3000000	2,68	0,376

Table 4: Naměřené hodnoty neinvertujícího napěťového zesilovače bez zpětné vazby pro odezvu na harmonický signál

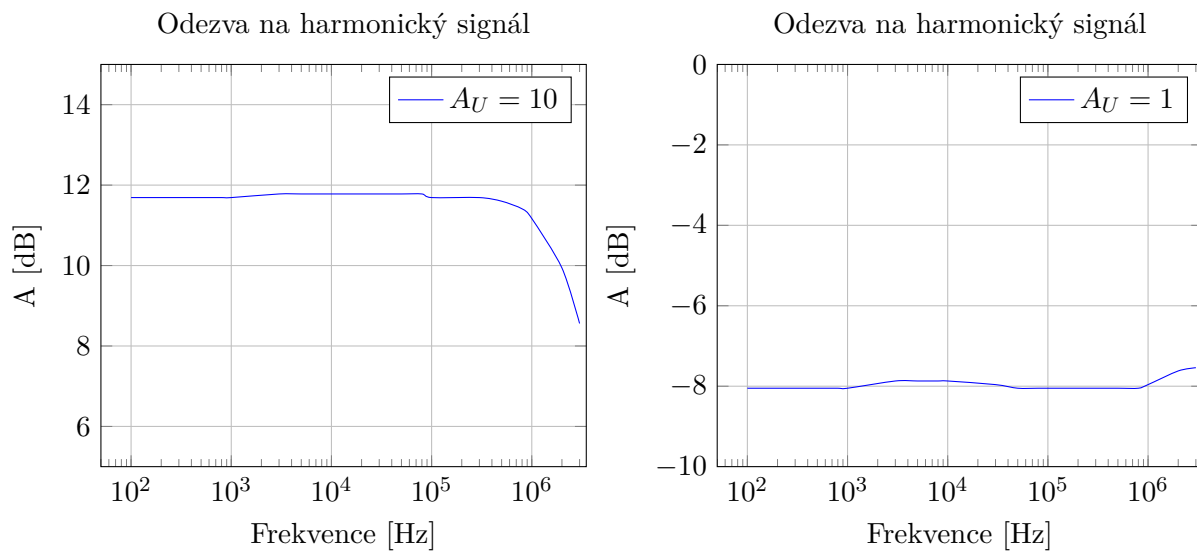


Figure 23: Grafy odezvy harmonického signálu pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$

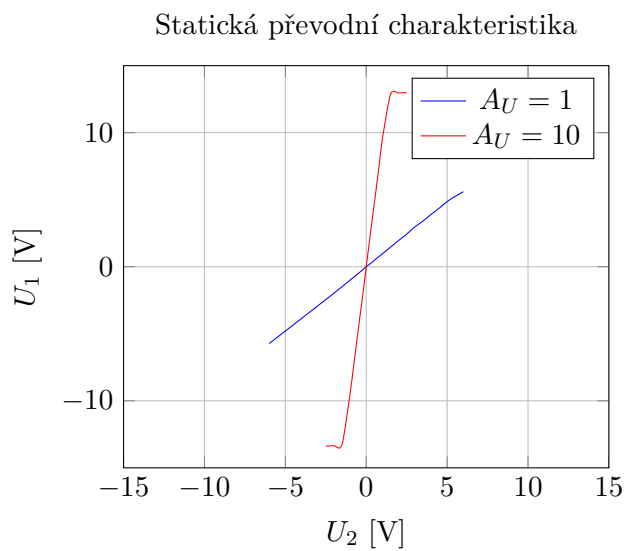


Figure 24: Graf statické převodní charakteristiky pro $A_U = 1$ a $A_U = 10$

A.3 Invertující integrátor

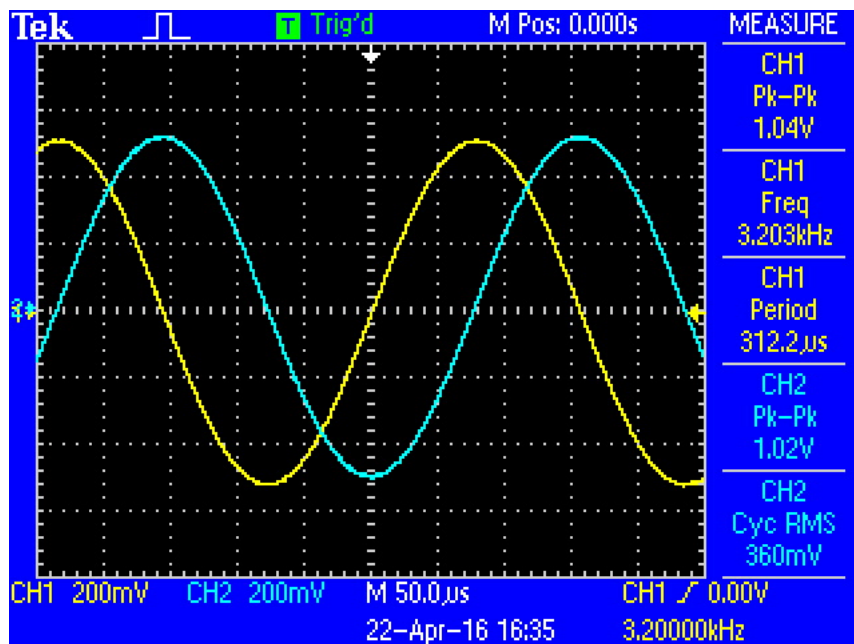


Figure 25: Průběh invertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz

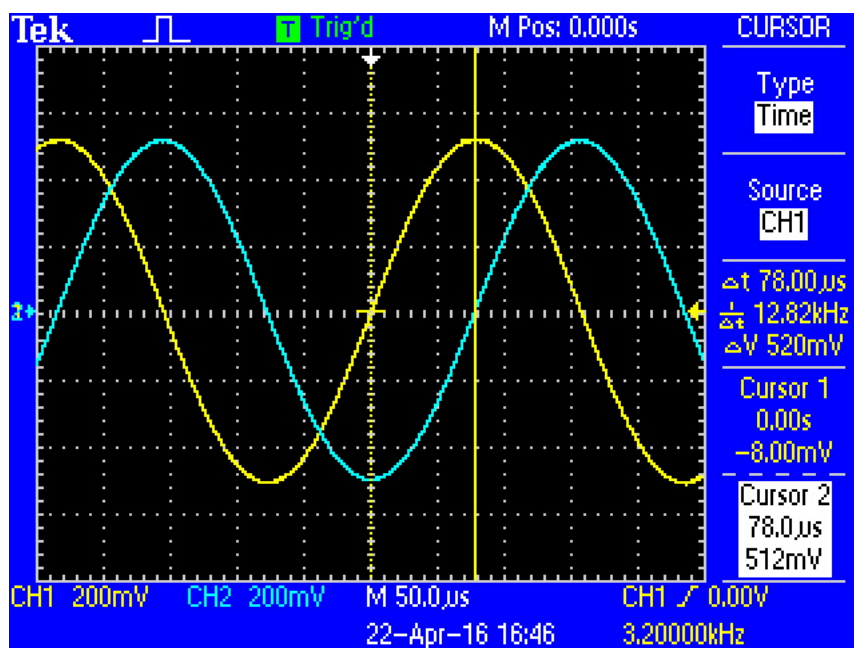


Figure 26: Průběh invertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz s kurzory pro analýzu fázového posuvu

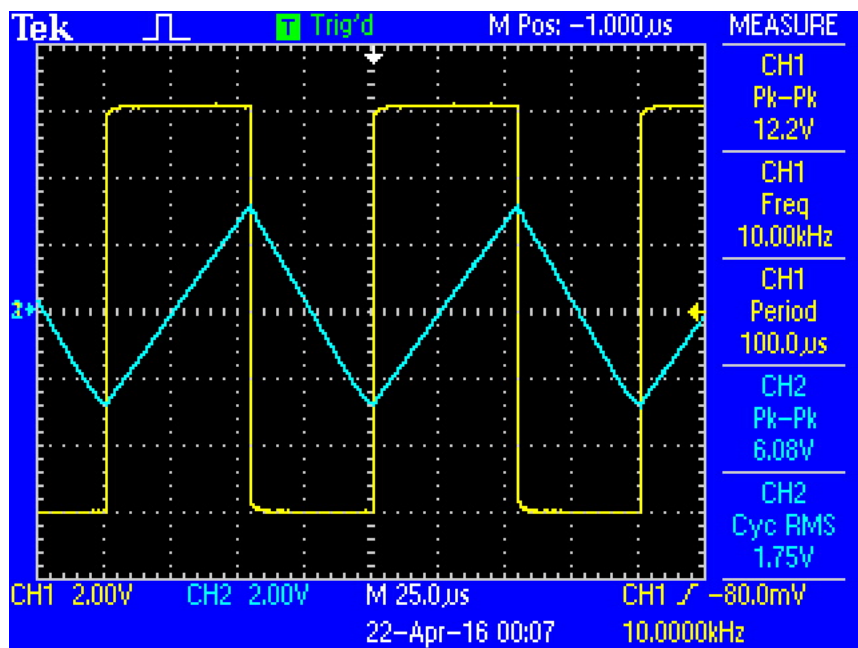


Figure 27: Průběh integrace invertujícího integrátoru při kmitočtu 10 kHz s periodou 100 μ s

$f[Hz]$	$U_{2PP}[V]$	$U_{1PP}[V]$	f_I	$F_{j\omega}$	$T[\mu s]$	$\Delta T[\mu s]$	$\varphi[^\circ]$
100	3,84	1	3,2	10,103	1000	250	90
500	6,44	1	6,44	16,17772	2000	500	90
200	15,8	1	15,8	23,97314	5000	1240	89,28
10000	0,32	1,01	0,316832	-9,98343	100	24,4	87,84
50000	0,0668	1,01	0,066139	-23,5909	20	4,2	75,6
100000	0,0336	1,01	0,033267	-29,5596	9,99	1,7	61,26126

Table 5: Naměřené a vypočtené hodnoty invertujícího integrátoru

Logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika

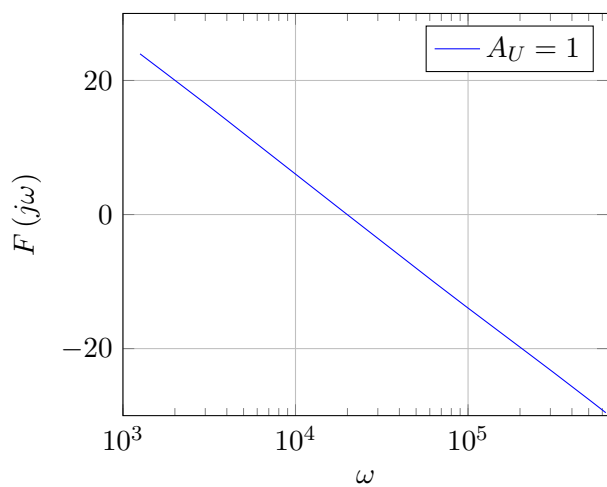


Figure 28: Logaritmicko amplitudová charakteristika invertujícího integrátoru

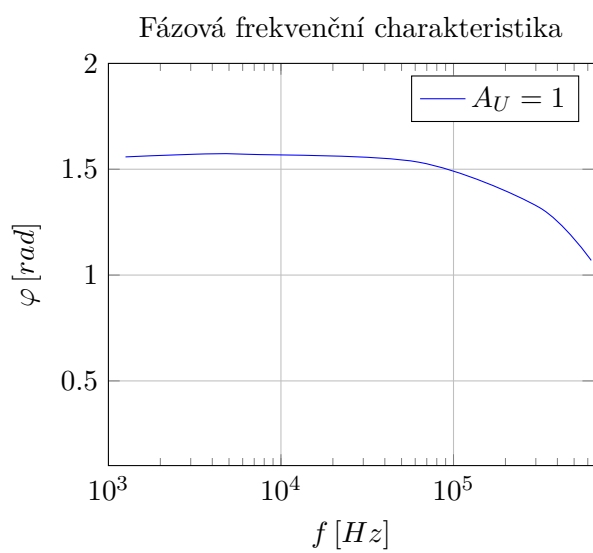


Figure 29: Fázová frekvenční charakteristika invertujícího integrátoru

A.4 Neinvertující integrátor

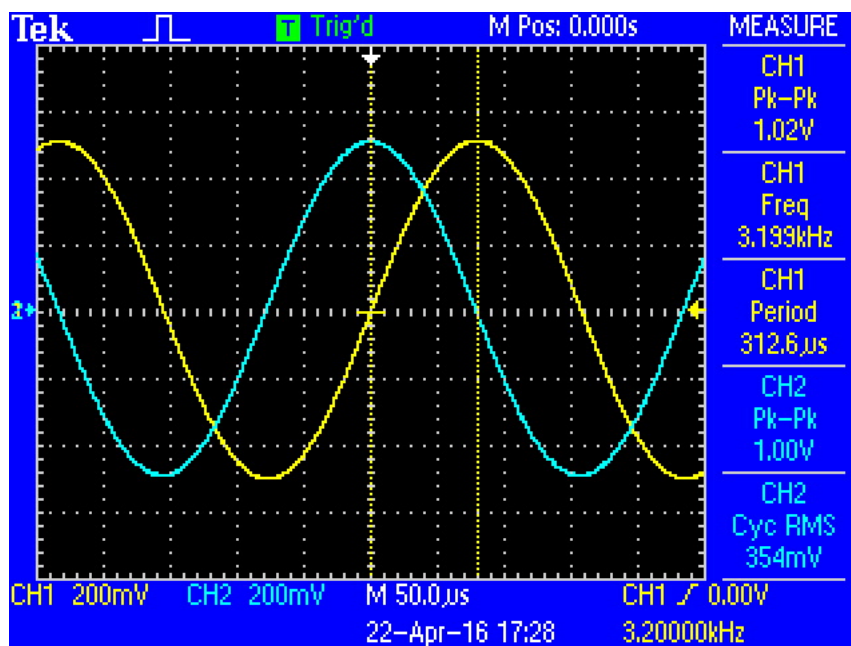


Figure 30: Průběh neinvertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz

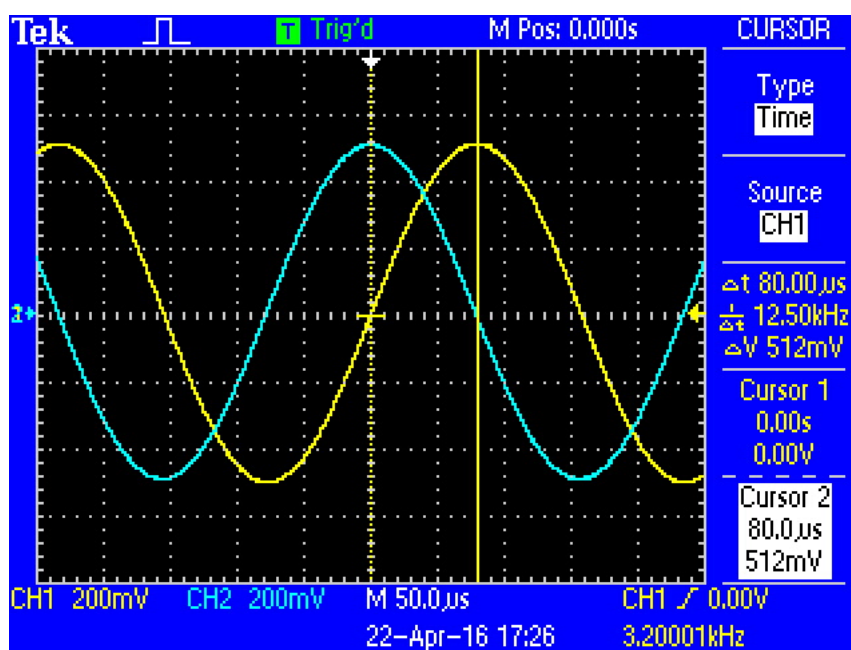


Figure 31: Průběh neinvertujícího integrátoru při středním kmitočtu 3,2 kHz s kurzory pro analýzu fázového posuvu

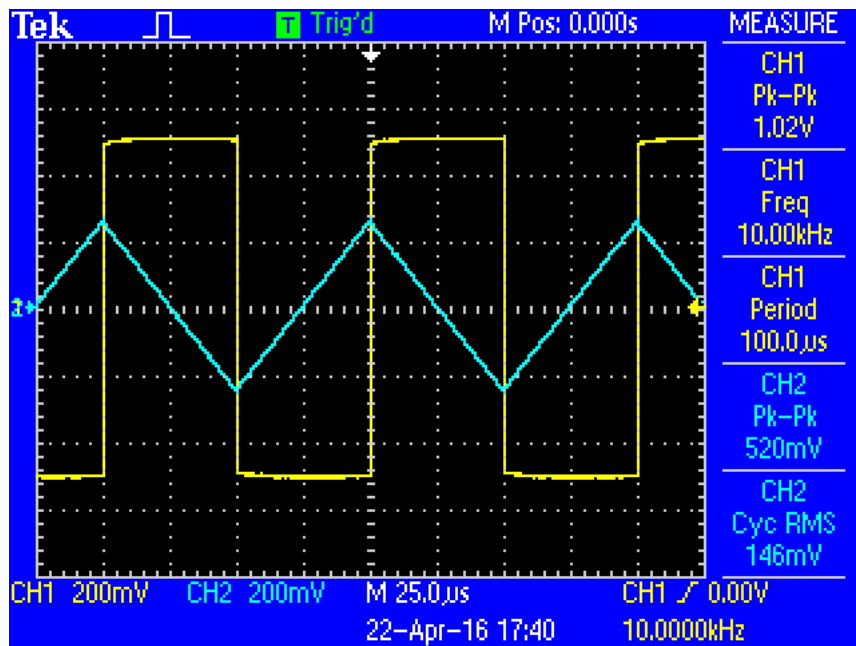


Figure 32: Průběh integrace neinvertujícího integrátoru při kmitočtu 10 kHz s periodou 100 μ s

$f[Hz]$	$U_{2PP}[V]$	$U_{1PP}[V]$	f_I	$F_{j\omega}$	$T[\mu s]$	$\Delta T[\mu s]$	$\varphi[^\circ]$
100	3,24	1,01	3,207921	10,12447	1000	240	86,4
500	6,48	1,01	6,415842	16,14507	2000	480	86,4
200	15,8	1,01	15,64356	23,88671	5000	1240	89,28
10000	0,326	1,01	0,322772	-9,82208	100	25	90
50000	0,668	1,02	0,654902	-3,67647	20	4,2	75,6
100000	0,362	1,01	0,358416	-8,91226	9,99	1,7	61,26126126

Table 6: Naměřené a vypočtené hodnoty neinvertujícího integrátoru

Logaritmická amplitudová frekvenční charakteristika

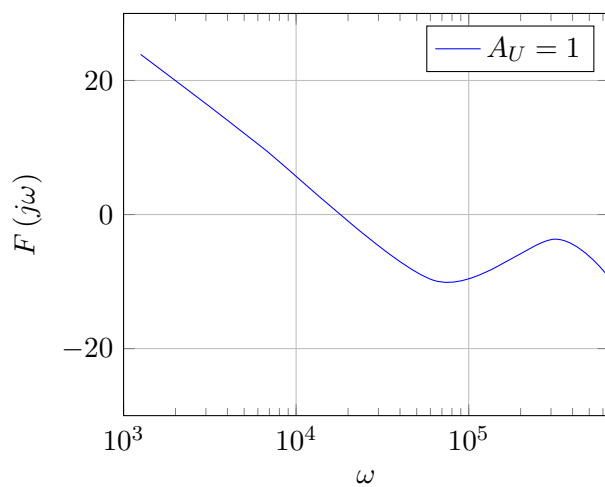


Figure 33: Logaritmicko amplitudová charakteristika neinvertujícího integrátoru

Fázová frekvenční charakteristika

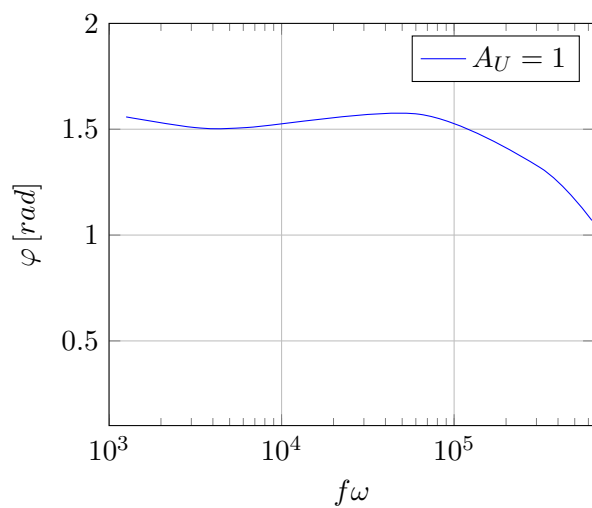


Figure 34: Fázová frekvenční charakteristika neinvertujícího integrátoru

A.5 Proudový zesilovač

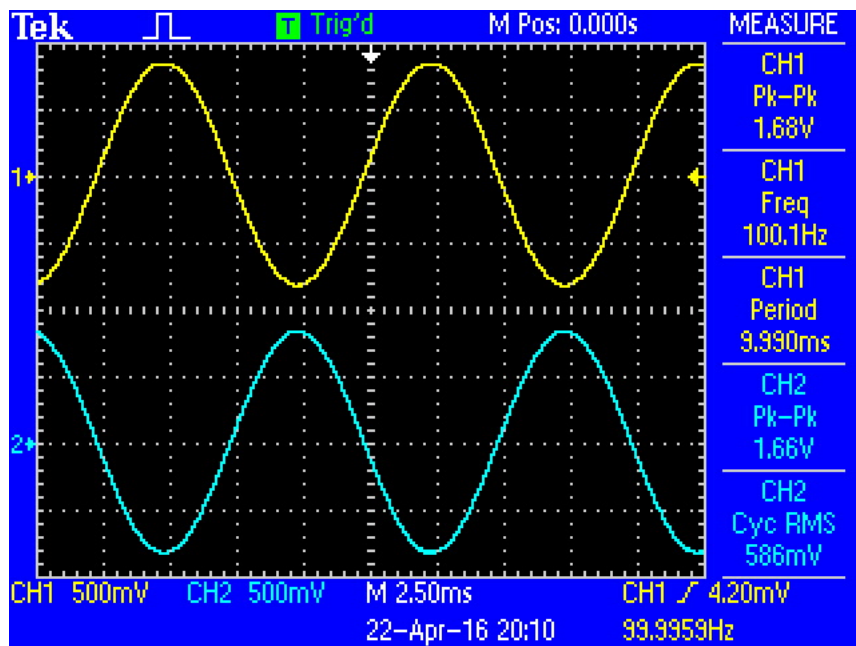


Figure 35: Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 100 Hz

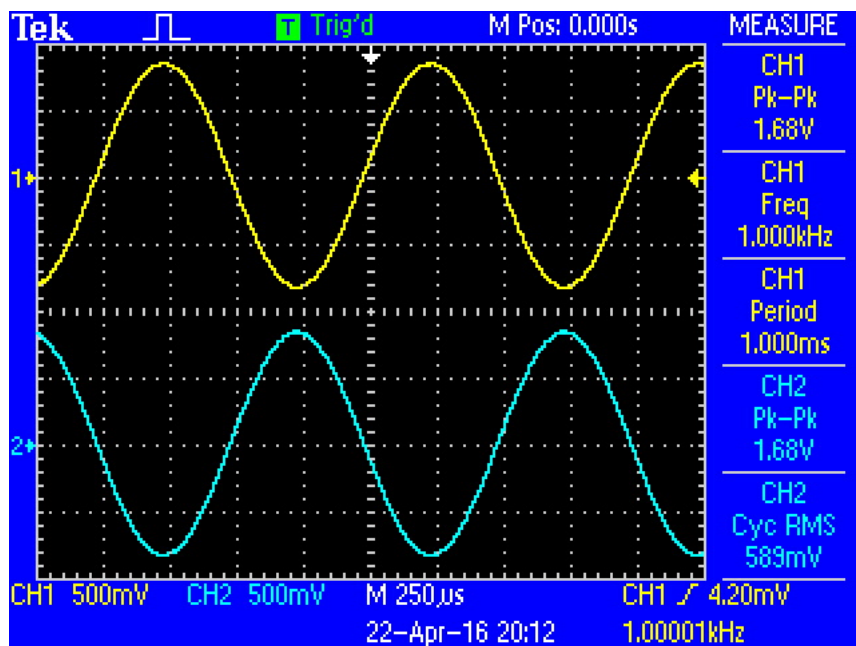


Figure 36: Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 1 kHz

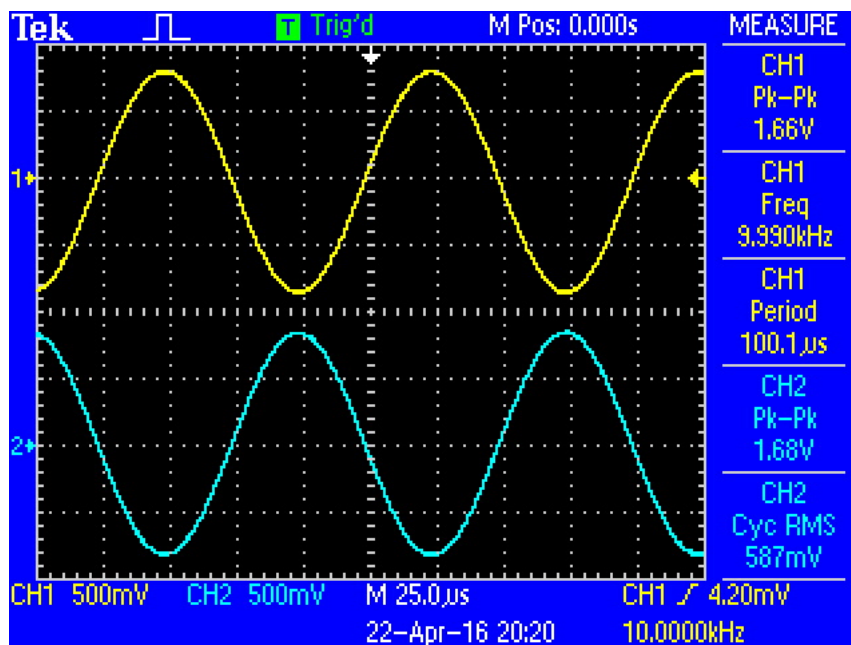


Figure 37: Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 10 kHz

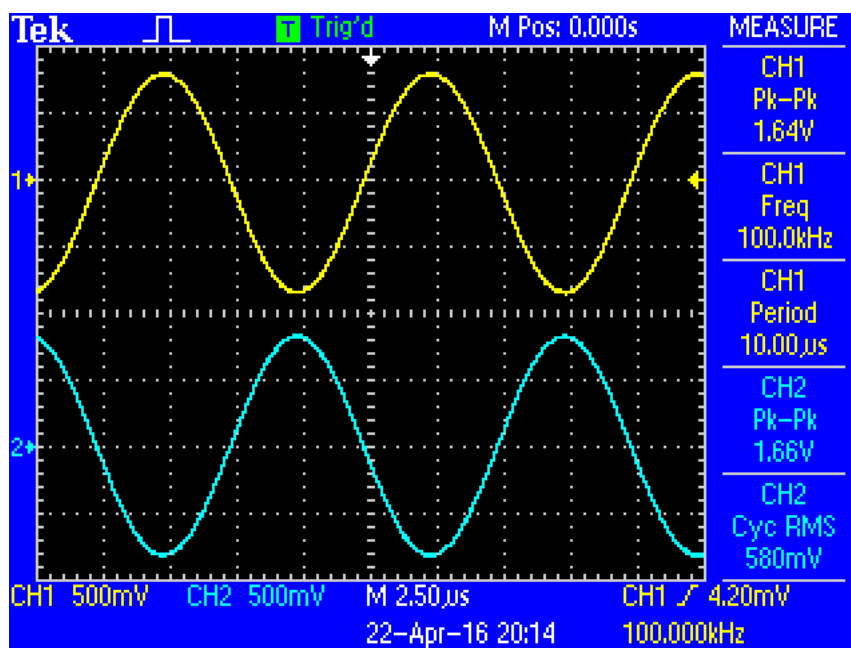


Figure 38: Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 100 kHz

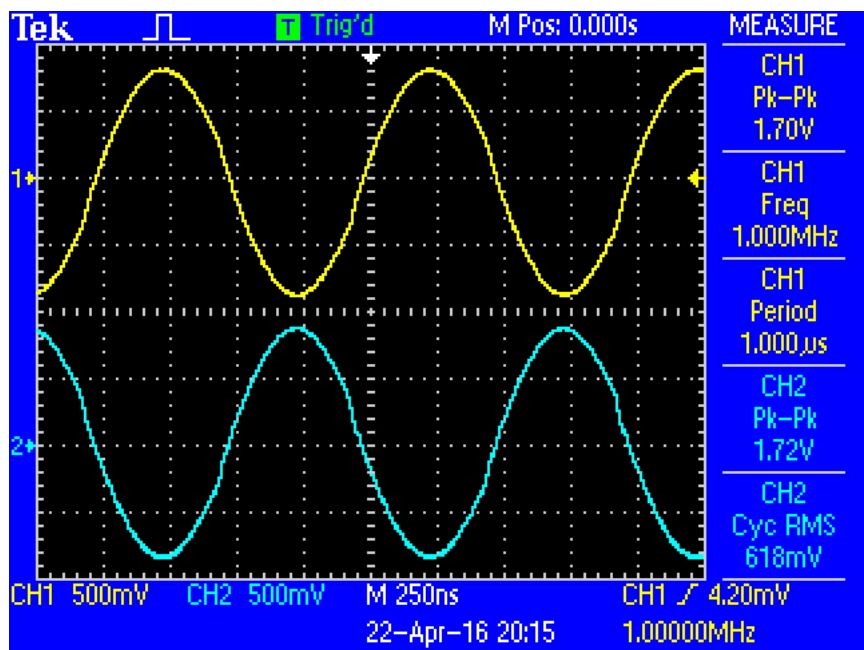


Figure 39: Zobrazený průběh zesílení proudového zesilovače při kmitočtu 1 MHz

A.6 Snímek laboratoře

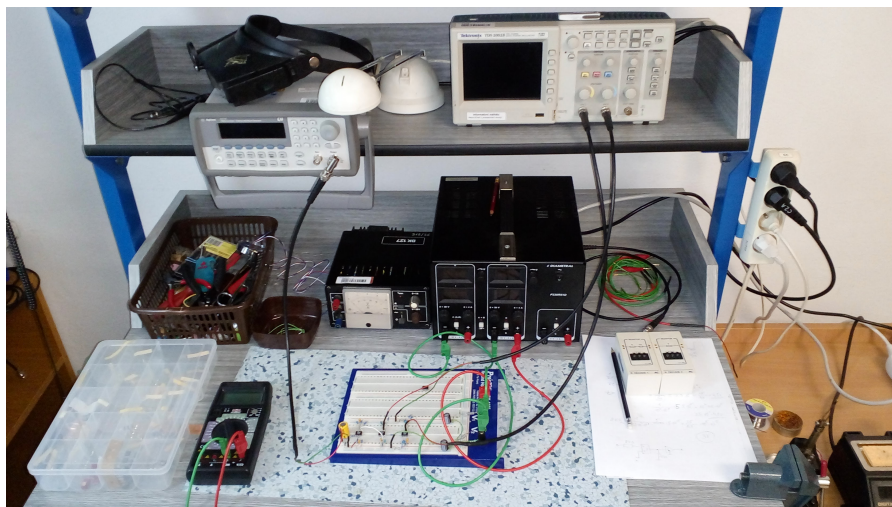


Figure 40: Snímek laboratorního stanoviště